



(43) 国際公開日
2003 年 1 月 9 日 (09.01.2003)

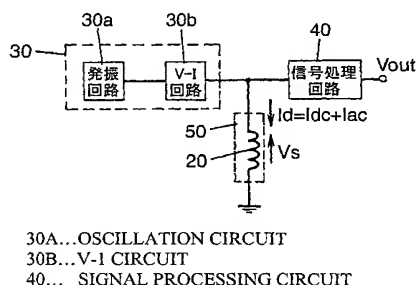
PCT

(10) 国際公開番号
WO 03/002947 A1

- | | | |
|--|-------------------------------|--|
| (51) 国際特許分類: | G01D 5/20 | (NIWA,Masahisa) [JP/JP]; 〒571-8686 大阪府 門真市 大字門真1048番地 松下電工株式会社内 Osaka (JP). |
| (21) 国際出願番号: | PCT/JP02/06534 | |
| (22) 国際出願日: | 2002 年6 月28 日 (28.06.2002) | (74) 代理人: 小谷 悦司, 外(KOTANI,Etsuji et al.); 〒530-0005 大阪府 大阪市 北区中之島2丁目2番2号ニチメンビル2階 Osaka (JP). |
| (25) 国際出願の言語: | 日本語 | |
| (26) 国際公開の言語: | 日本語 | (81) 指定国 (国内): CN, KR, US. |
| (30) 優先権データ: | | (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (DE, FR, GB, IT). |
| 特願2001-199835 | 2001 年6 月29 日 (29.06.2001) JP | |
| (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電工株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC WORKS, LTD.) [JP/JP]; 〒571-8686 大阪府 門真市 大字門真1048番地 Osaka (JP). | | 添付公開書類:
— 国際調査報告書
— 請求の範囲の補正の期限前の公開であり、補正書受領の際には再公開される。 |
| (72) 発明者; および | | 2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。 |
| (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 丹羽 正久 | | |

(54) Title: POSITION SENSOR

(54) 発明の名称: ポジションセンサ



(57) Abstract: AC current is supplied from a constant current circuit to a sensing coil and simultaneously with this, DC current is supplied. At least one of the ratio of the DC current and the AC current, the ratio of the AC component of impedance of a sensing portion and the DC component, the temperature characteristic of the ratio of the DC current and the AC current, and the temperature characteristic of the ratio of the AC component of the impedance of the sensing portion and the DC component is preset so that the fluctuation width of the temperature coefficient of the peak value of the output voltage of the sensing portion over the entire displacement section is smaller than the fluctuation width of the temperature coefficient of the AC component of the impedance of the sensing coil by the frequency of the AC current.

(57) 要約:

定電流回路から検出コイルに交流電流を供給すると同時に、直流電流を供給し、全変位区間における検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、交流電流の周波数での検出コイルのインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、直流電流と交流電流との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、直流電流と交流電流との割合の温度特性と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか１つ以上を設定する。

明 細 書

ポジションセンサ

技術分野

本発明は、移動体の変位を検出するポジションセンサに関するものである。

背景技術

従来のポジションセンサとして、検出コイルにコアを挿入し、検出コイルのインピーダンスの変化を検出して、変位信号を出力するポジションセンサが提案されている。図 3 4 はこのポジションセンサの検出部の概要図、図 3 5 はコア変位 X と検出コイル 2 の交流インピーダンス Z_{ac} との関係を表す概要図、図 3 6 は全体回路の概要図である。なお、交流インピーダンス Z_{ac} は実部と虚部とからなっており、図 3 5 では変位 X が大きいほどコア 3 0 1 の検出コイル 3 0 2 に対する貫入量が多くなって、交流インピーダンス Z_{ac} は増大しているが、変位 X が大きいほどコア 3 0 1 の検出コイル 3 0 2 に対する貫入量が少なくなる構成として、変位 X が大きいほど交流インピーダンス Z_{ac} が減少する構成でもよい。

上記の従来のポジションセンサでは、一般的には、検出コイル 3 0 2 に交流電流を与え、検出コイル 3 0 2 の両端に発生する電圧の振幅や位相を検出し、適当な信号処理を行う。ここで、交流電流を与えるのは、検出コイル 3 0 2 の交流インピーダンス Z_{ac} に比例した電圧振幅が得られるからである。

しかしながら、コア 3 0 1 が磁性体である場合、コア 3 0 1 の挿入時における検出コイル 3 0 2 のインピーダンス Z の温度変化率（温度係数）はコア 3 0 1 の変位 X に対して一律でなく、図 3 7 のようにコア 3 0 1 の挿入量が多いほど温度変化率 $\Delta (dZ_{ac}/dt)$ も大きくなるということが知られている。そのため、検出コイル 3 0 2 の出力電圧を回路的に

温度補償して変位信号を得るためには回路構成が複雑になるという問題があった。

上記問題点を解決するために、US特許5003258、US特許4864232、US特許5898300等の技術がある。図38はUS特許5003258記載の図である。これらは本質的に、コア401の磁性体421によるインピーダンス Z （インダクタンス成分）の温度変化と非磁性体422によるインピーダンス Z （渦電流成分）の温度変化とを相殺するよう、検出コイル402を作り込んだものである。

すなわち、検出コイル402のインピーダンス Z の温度係数がコア401の変位 X に依存するという問題点に対して、検出コイル402及びその周辺の構造を工夫することにより、インピーダンス Z の温度係数の変位依存性を小さくするものであった。しかしながら、この場合も、部品点数が多くなる、部品間の位置決めが困難である、検出コイルについての設計制約が多い、汎用性に乏しい、上記理由によるコストアップという問題点が発生した。

次に、図34の検出コイル302の変位 X と検出コイル302の交流インピーダンス Z_{ac} との関係を図35より、もう少し実際に近い状態に図示したのが図39である。図39においては、ストロークの中央部分については変位 X に対する交流インピーダンス Z_{ac} の直線性がよいが、両端部で直線性が悪くなっている。特に、検出コイル302内に入るコア301の貫入が少ない場合に、直線性が特に悪い。これは、コア301の先端部分は、他の部分に比べて、検出コイル302のインピーダンス Z の増加に寄与する率が低いためと考えられている。これを端部効果と称することがある。

通常は、所望の変位区間が中央部の直線性のよい区間となるようセンサを構成するが、寸法上の制約がある場合など、上記の理由により、所望の直線性を得ることが難しいという問題もあった。

次に、従来の構造上の問題について説明する。ポジションセンサの直線性を向上させるための一つの形状的な手段として、ボビン巻部の断面

積をできるだけ小さくしてボビン 3 1 5（図 3 4 参照）の巻線部の断面積に対するコア 3 0 1 の断面積の比率をできるだけ大きくするという方法がある。この場合、ボビン 3 1 5 の巻線部の内壁（貫通穴の側面）とコア 3 0 1 との間のクリアランスは小さい方がよいのである。

ここで、ボビン 3 1 5 がプラスチックなどの非金属体で形成されている限り、コア 3 0 1 とボビン 3 1 5 の内壁が接触しても電気的特性（コイルインピーダンス等）には大きな影響はないのであるが、コア 3 0 1 とボビン 3 1 5 の内壁が接触することにより、コア 3 0 1 と検出コイル 3 0 2 とがスムーズに相対変位しなくなり、コア 3 0 1 の変形や、機械的ヒステリシスの発生等の不都合を生じることがある。

特に、回転型のポジションセンサの場合、湾曲したコアと湾曲した検出コイルとの位置決めが難しいため、コアとボビンの内壁とが接触し、上述のような問題を生じることが多くなっている。

さらに、このような回転型ポジションセンサの場合、コイル巻線に関する以下のような問題点もある。まず、ボビンが湾曲しているがために、均一な巻線が難しく、巻線に長い時間を要する。また、湾曲したボビンに巻線する場合、巻線時の張力により巻線後のボビンの曲率が、局部的に巻線前の曲率より大きくなってしまい、この曲率変化により、上述のようにコアとボビン巻部の内壁との引っかかりが生じ、極端な場合には可動体が途中までしか変位できなくなる場合もあった。

発明の開示

本発明の目的は、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるポジションセンサを提供することにある。

本発明の一局面に従うポジションセンサは、所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流を出力する定電流回路と、定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位するコアと、定電流

によって発生する検出部の出力電圧のピーク値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、コアの検出コイルに対する全変位区間における検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、コアの検出コイルに対する全変位区間における上記の所定の周波数での検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、定電流の直流電流と交流電流との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定するものである。

この構成によれば、検出対象に応じて検出コイルを自由に選択できるとともに、回路上の定数を設定することで検出コイルのインピーダンスの温度係数の変位依存性を容易に低減でき、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償することができる。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の実施形態1の回路構成を示す図である。

図2は、本発明の実施形態1の上面を示す図である。

図3は、本発明の実施形態1の側面断面を示す図である。

図4は、本発明の実施形態1の検出コイルの断面を示す図である。

図5は、本発明の実施形態1の検出コイルの両端電圧波形を示す図である。

図6は、本発明の実施形態1の回転角度と検出コイルのインピーダンスとの関係を示す図である。

図7は、本発明の実施形態1の回転角度と検出コイルの両端電圧との関係を示す図である。

図8は、本発明の実施形態1の回転角度と検出コイルの両端電圧の温度係数との関係を示す図である。

図 9 は、本発明の実施形態 1 の回転角度と検出コイルの両端のピーク電圧の温度係数との関係を示す図である。

図 10 は、本発明の実施形態 1 の定電流回路と信号処理回路との具体的な回路構成を示す図である。

図 11 は、本発明の実施形態 1 の発振回路の具体的な回路構成を示す図である。

図 12 は、本発明の実施形態 1 の電圧－電流変換回路の別の回路構成を示す図である。

図 13 は、本発明の実施形態 1 の定電流回路の別の回路構成を示す図である。

図 14 は、本発明の実施形態 1 の別の回路構成を示す図である。

図 15 は、回転角度と検出コイルの両端電圧の温度係数との関係を示す参考図である。

図 16 は、本発明の実施形態 2 の検出コイルの等価回路を示す図である。

図 17 は、本発明の実施形態 2 の表皮効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

図 18 は、本発明の実施形態 2 の近接効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

図 19 は、本発明の実施形態 3 のコアに用いる磁性体の特性を示す図である。

図 20 は、本発明の実施形態 3 の角度スパンと検出コイルの交流インピーダンスの直線性との関係を周波数毎に示す図である。

図 21 は、本発明の実施形態 3 のコアの端部を示す図である。

図 22 は、本発明の実施形態 3 の直線ストローク構成のポジションセンサの側面断面を示す図である。

図 23 は、本発明の実施形態 3 のエッジを除去したコアの端部を示す図である。

図 24 は、本発明の実施形態 3 の両端部に保持・固定用部材を設けた

検出コイルを示す図である。

図 2 5 は、本発明の実施形態 4 の検出部を 2 つ備える第 1 のポジションセンサの上面を示す図である。

図 2 6 は、本発明の実施形態 4 の第 1 のポジションセンサの側面断面の一部を示す図である。

図 2 7 は、本発明の実施形態 4 の検出部を 2 つ備える第 2 のポジションセンサの上面を示す図である。

図 2 8 は、本発明の実施形態 4 の第 2 のポジションセンサの側面断面の一部を示す図である。

図 2 9 は、本発明の実施形態 5 の変位信号を示す第 1 の図である。

図 3 0 は、本発明の実施形態 5 の変位信号を示す第 2 の図である。

図 3 1 は、本発明の実施形態 5 の変位信号を示す第 3 の図である。

図 3 2 は、本発明の実施形態 6 の断面構造を示す図である。

図 3 3 は、本発明の実施形態 6 の回路構成を示す図である。

図 3 4 は、従来の第 1 のポジションセンサの側面断面を示す図である。

。

図 3 5 は、従来の第 1 のポジションセンサの変位と検出コイルの交流インピーダンスとの関係を示す図である。

図 3 6 は、従来の第 1 のポジションセンサの回路構成を示す図である。

。

図 3 7 は、従来の第 1 のポジションセンサの変位と検出コイルの交流インピーダンスの温度係数との関係を示す図である。

図 3 8 は、従来の第 2 のポジションセンサの側面断面を示す図である。

。

図 3 9 は、従来の第 1 のポジションセンサの変位と検出コイルの交流インピーダンスとの関係を実際に近い状態で示した図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

(実施形態 1)

本実施形態のポジションセンサの回路構成を図 1 に示し、上面図を図 2 に、図 2 の A-A' 断面図を図 3 に各々示し、検出コイル 20 の断面図を図 4 に示す。

本実施形態のポジションセンサは、断面コの字型で、コの字の内側にコーティング 21 を施し、一定の曲率で湾曲した湾曲ボビン 22 に巻回された検出コイル 20 と、湾曲した検出コイル 20 の中心を回転軸とする円柱体の外側に突部 23 a を形成した可動ブロック 23 と、突部 23 a に一端を接続し、検出コイル 20 の中空部分に貫入する一定の曲率で湾曲した磁性材料からなるコア 60 と、検出コイル 20 の曲率変化を矯正するための曲率矯正用部材 24 と、固定面上に各部品を配置して固定するハウジング 25 と、所定の振幅の直流電流 I_{dc} に所定の周波数 f 及び振幅 I_{ac} の交流電流を重畳した定電流 I_d を検出コイル 20 に出力する定電流回路 30 と、定電流回路 30 が出力する定電流 I_d 及び検出コイル 20 のインピーダンス Z により決まる検出コイル 20 の両端電圧 V_s (検出信号) のピーク値 V_1 に応じて、コア 60 と検出コイル 20 との位置情報を示す変位信号 V_{out} を出力する信号処理回路 40 とを備え、検出コイル 20 は、定電流 I_d を供給されて、検出信号を出力する検出部 50 を構成している。なお、本実施形態において、湾曲ボビン 22 の断面形状は、射出成形等によって形成が容易なコの字型にしたが、他の形状であってもよい。

そして、可動ブロック 23 が回転し、回転角 θ が 0° から 90° になるにしたがって、検出コイル 20 に貫入しているコア 60 の部分が少なくなる構成となっている。また、定電流回路 30 は、所定の振幅の直流電圧 V_{dc}' に所定の周波数 f 及び振幅 V_{ac}' の交流電圧を重畳した定電圧 V_d' を発生する発振回路 30 a と、発振回路 30 a が出力する定電圧 V_d' を定電流 I_d に変換する電圧-電流変換回路 30 b とから構成される。

まず、検出部 50 の検出信号の温度特性について、具体的な例をもと

に説明する。通常、ポジションセンサでは、ある所定の変位区間における検出信号の出力直線性誤差が常温において規定され、それに一定のマージンを与えて全動作温度範囲での値を規定する。例えば、「位置検出の角度範囲 $\theta = 0 \sim 90^\circ$ で、検出信号の直線性誤差が常温で $\pm 1\% \text{FS}$ 以下、 $-40 \sim +130^\circ\text{C}$ で $\pm 2\% \text{FS}$ 以下」といった具合である。この場合、温度変動要因による直線性誤差の悪化は約 $\pm 1\% \text{FS}$ 程度に抑えなければならないことになる。室温を 30°C とすると、高温側は 100°C の温度幅があるので、検出信号が温度に対して直線的な変化をすると仮定した場合、温度変化率（温度係数）の変動幅を $\pm 100 \text{ ppm/K}$ 以下に抑えなければならないことになる。

また、所望の変位区間内の任意の変位においても、検出コイル 20 の両端電圧 V_s のピーク値 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1/dT)$ が $\pm 100 \text{ ppm/K}$ 以下であれば、一定温度係数の簡単な温度補償回路を付加することにより、温度補償後の電圧をその変位における常温値 $\pm 100 \text{ ppm/K}$ にすることができる。これが本実施形態の目指すところである。

次に、本実施形態の動作について説明する。図 1 に示すように、定電流回路 30 から検出コイル 20 に交流電流 I_{ac} を供給すると同時に、直流電流 I_{dc} を供給する。検出コイル 20 の直流抵抗を Z_{dc} 、交流電流 I_{ac} の発振周波数 f における交流インピーダンスを Z_{ac} 、検出コイル 20 の両端電圧を V_s とすると、電圧 V_s は、直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} との和として考えられ、

$$V_s = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} \times Z_{dc} + I_{ac} \times Z_{ac} \quad \cdots (1)$$

と表すことができる。式 (1) において諸量は複素数であるが、電圧 V_s のピーク電圧 V_1 のみを考えると、

$$V_1 = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} \times Z_{dc} + I_{ac} \times Z_{ac} \quad \cdots (2)$$

となり、式 (2) における諸量は実数として扱うことができ、その波形は図 5 に示すように、ピーク電圧 V_1 を有する、直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} との和になっている。

図6は、銅ニッケル合金線（GCN15線）で巻回した検出コイル20のインピーダンスの実測値を元に作成したサンプルデータであり、検出コイル20の直流抵抗 Z_{dc} と交流インピーダンス Z_{ac} とを、図2の回転角度 θ を横軸としたグラフにプロットしたものである。ここでは、インピーダンス Z が回転角度 θ に対して完全に直線的に変化するように設定したが、実測値にかなり近い値となっている。さらに、周囲温度： -40°C 、 $+25^{\circ}\text{C}$ 、 $+85^{\circ}\text{C}$ 、 $+130^{\circ}\text{C}$ での各データを示している。

そして、周囲温度 $+25^{\circ}\text{C}$ において、直流抵抗 Z_{dc} は 188Ω 、温度係数は 511 ppm/K であり、交流インピーダンス Z_{ac} は、

$$Z_{ac} = (Z_0 + Z' \times \theta) \times \{1 + (\beta_0 + \beta' \times \theta) \times T\} \quad \dots \quad (3)$$

と表され、 $Z_0 = 636\Omega$ 、 $Z' = -3.48\Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0 = 478\text{ ppm/K}$ 、 $\beta' = -2.49\text{ ppm/K/deg}$ であり、 θ は回転角度、 T は周囲の摂氏温度を表す。ここで、交流インピーダンス Z_{ac} の温度係数は $\theta = 0^{\circ}$ では 478 ppm/K 、 $\theta = 90^{\circ}$ では 254 ppm/K であるので、その変動幅 $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ は 224 ppm/K に達している。

次に、定電流回路30が出力する直流電流 $I_{dc} = 1.5\text{ mA}$ 、交流電流 $I_{ac} = 0.3\text{ mA}$ とし、簡単のため直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 及び周波数 f の温度変化率をゼロとして式(2)より、検出コイル20の両端の直流電圧 V_{dc} 、交流電圧 V_{ac} 、及び検出コイル20の両端のピーク電圧 V_1 をプロットした結果が図7の各プロットであり、それらの温度係数が図8である。

図8から分かるように、回転角 $\theta = 0^{\circ} \sim 90^{\circ}$ に亘って、ピーク電圧 V_1 の温度係数は略 $450 \sim 500\text{ ppm/K}$ であり、その変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ は略 50 ppm/K であり、非常に狭い変動幅に収まっている。従って、ピーク電圧 V_1 に 470 ppm/K 程度の温度補償を施せば、補償後の電圧はほとんど誤差なく常温値に戻すことができる。

。

次に、定電流回路 30 が出力する交流電流 $I_{ac} = 0.3 \text{ mA}$ のまま、直流電流 I_{dc} を変化させた場合のピーク電圧 V_1 の温度係数を図 8 と同様に計算した結果が図 9 である。直流電流 $I_{dc} = 0$ であれば、その温度係数の変位依存性は検出コイル 20 のインピーダンス Z の変位依存性と同一となる。しかし、直流電流 I_{dc} を増やすに従って、直流電圧 V_{dc} の温度係数に近付いて行く。また、コア 60 の検出コイル 20 に対する貫入量が少ないほど（本実施形態の場合は回転角度 θ が大きい領域ほど）、ピーク電圧 V_1 に占める直流電圧 V_{dc} の割合が大きいので（図 7 参照）、直流電圧 V_{dc} の影響を受けやすい。

そして、直流電流 I_{dc} を少しでも混ぜると、直流電流 $I_{dc} = 0$ の場合よりも、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ はかなり改善され、直流電流 I_{dc} を増やすほど、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ は小さいものになるが、その改善具合もあるレベルで飽和する。したがって、直流電流 I_{dc} を増やすことは消費電流の増加につながることもあり、許容される消費電流と、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ の値とから直流電流 I_{dc} の適正值を選べばよいということになる。このとき、発振回路 30 a が発生する直流電圧 V_{dc}' と交流電圧 V_{ac}' とを各々設定することで、定電流 I_d の直流電流 I_{dc} と交流電流 I_{ac} との割合を設定することができる。

また、発振回路 30 a が発生する交流電圧 V_{ac}' の周波数 f が高いほど、直流電圧 V_{dc} に対する交流電圧 V_{ac} の比率が増大するので、周波数 f を適正に選択することによっても V_{dc} と V_{ac} との比率を適正に設定することができ、上記と同様の議論が成り立つ。

上記の説明では、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、周波数 f の各温度変化率をゼロとしたが、これらに温度係数がある場合には、図 8 において、直流電圧 V_{dc} や交流電圧 V_{ac} の各温度係数が上下にシフトし、その分ピーク電圧 V_1 の温度特性も変化するということになる。

図8や図9からもわかるように、 (dV_1/dT) はコア60の貫入量が少ない場合には、 (dV_{dc}/dT) の影響を大きく受け、コア60の挿入量が多い場合には、 (dV_{ac}/dT) の影響を大きく受ける。それはピーク電圧 V_1 に占める直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} の構成比から当然そうなる。なお、コア60の貫入量によらず、 (dV_1/dT) の値は、 (dV_{dc}/dT) の値と (dV_{ac}/dT) の値との間にある。

また、コア60の貫入量が多い（本実施形態では回転角 $\theta = 0^\circ$ 近辺）場合の (dV_{dc}/dT) の値と (dV_{ac}/dT) の値とをできるだけ近づけるよう設定すると、 (dV_1/dT) は、コア60の貫入量が多い場合（交流電圧 V_{ac} の温度係数の影響を受けやすいが、直流電圧 V_{dc} と交流電圧 V_{ac} が近い）にも、コア60の貫入量が少ない場合（もともと直流電圧 V_{dc} の温度係数の影響を受けやすい）にも、 (dV_{dc}/dT) に近い値となり、ピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくしやすい。

さらに、 (dV_{dc}/dT) の値が、コア60の貫入量が最小の場合の (dV_{ac}/dT) 値に近い場合と、コア60の貫入量が最大の場合の (dV_{ac}/dT) 値に近い場合とでは、後者の方がピーク電圧 V_1 の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくし得るということがいえる。

具体的には、後述するような方法で、直流抵抗 Z_{dc} 、交流インピーダンス Z_{ac} 、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、及び周波数 f の各温度係数を適正值に設定して、 (dV_{dc}/dT) や (dV_{ac}/dT) を制御すればよい。

まず、直流抵抗 Z_{dc} の温度係数は、検出コイル20の巻線材料の選択で決まる。巻線材料としては、通常の銅線のほかにニクロム線やマンガニン線、銅ニッケル合金線（GCN線）も実用的である。通常の銅線は体積抵抗率の温度係数が大きいものの、体積抵抗率の値が小さいという特徴があり、上記のそれ以外の線は、体積抵抗率の値は大きい、そ

の温度係数が小さいという特徴がある。銅ニッケル合金線の場合、銅とニッケルの合金比率によって、体積抵抗率とその温度係数を選択することができる。

次に、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、及び周波数 f に適当な温度係数を与える方法について述べる。定電流回路 30 は、図 10 に示すように、 $V_{dc}' \pm V_{ac}'$ の電圧を出力する発振回路 30a と電圧－電流変換回路 30b とから構成され、電圧－電流変換回路 30b は、制御電源 V_{cc} に一端を接続した抵抗 R_{11} と、抵抗 R_{11} の他端にエミッタを接続し、発振回路 30a にベースを接続し、検出コイル 20 にコレクタを接続した PNP 型トランジスタ Q_{11} とから構成される。信号処理回路 40 はピーク電圧 V_1 を取り出す具体的な回路としてピークホールド型の整流回路を用いており、その回路は、制御電源 V_{cc} に一端を接続した定電流源 I_1 と、定電流源 I_1 の他端にコレクタを接続し、ベース－コレクタ間を接続し、検出コイル 20 にエミッタを接続した NPN 型トランジスタ Q_{12} と、制御電源 V_{cc} にコレクタを接続し、トランジスタ Q_{12} のベースにベースを接続した NPN 型トランジスタ Q_{13} と、トランジスタ Q_{13} のエミッタとグランドとの間に接続したコンデンサ C_{11} 、定電流源 I_2 の並列回路とから構成され、コンデンサ C_{11} の両端電圧は、検出コイル 20 の両端電圧 V_s を整流してピークホールドした電圧、すなわちピーク電圧 V_1 となり、変位信号 V_{out} として出力される。

そして、 $V_{dc}' \pm V_{ac}'$ の電圧を出力する発振回路 30a は、図 11 に示すように、コンパレータ CP_{11} と、コンパレータ CP_{11} の非反転入力端子と出力端子との間に接続した抵抗 R_{13} と、コンパレータ CP_{11} の反転入力端子とグランド間に接続して電圧 $V_{cc}/2$ を出力する直流電源 E_{11} と、コンパレータ CP_{11} の出力端子に一端を接続した抵抗 R_{14} と、反転入力端子に抵抗 R_{14} の他端を接続し、非反転入力端子に直流電源 E_{11} を接続したオペアンプ OP_1 と、オペアンプ OP_1 の反転入力端子と出力端子との間に接続したコンデンサ C_{12}

と、オペアンプOP1の出力端子とコンパレータCP11の非反転入力端子との間に接続した抵抗R12と、オペアンプOP1の出力端子と制御電源Vccとの間に接続した抵抗R15、R16の直列回路とから構成される。

この回路において、オペアンプOP1の出力Voscは $V_{cc}/2$ をオフセット中心とする三角波となり、出力Voscを抵抗R15、R16で分圧することによって直流電圧Vdc'、交流電圧Vac'が決定される。このような三角波発振回路は、正弦波発振回路に比べて、温度変化に対して安定な回路を簡単な構成で実現できる。方形波発振回路でも安定な回路を安価に構成できるが、検出コイル20に方形波電流を与えても方形波電流の di/dt に起因する制御しがたい信号電圧が発生するだけとなるので、使えない。その点、三角波であれば、正弦波と同様にコアの回転角度 θ を反映した出力電圧を得ることができるのである。

図11において、交流電圧Vac'の発振周波数fは、 $(R13 / (C12 \times R14 \times R12))$ に比例し、振幅は $(R12 / R13)$ に比例する。従って、抵抗R12～R16やコンデンサC12の値及び温度係数を適正に選択することによって直流電圧Vdc'や交流電圧Vac'の値及び温度係数を制御することができる。特に、定電流回路30全体がモノリシックICとなる場合でも、コンデンサC12は外付けされることが多いため、コンデンサC12で温度係数を調整する方法は有効である。

さらに、定電流回路30全体がモノリシックIC化される場合、抵抗R12～R16の一部または全部の抵抗値をデジタルトリミングによって設定して、直流電流Idc、交流電流Iac、及び周波数fに適切な温度係数を与えることもできる。この場合、コア60や検出コイル20、及びその変位区間等が変わってもICを代えることなく使えるので汎用性が高いものとなる。

ここで、デジタルトリミングとは、調整する抵抗に予め並列に、抵抗

とスイッチ素子との並列回路を接続しておき、デジタルデータによってスイッチ素子をオン・オフすることによって抵抗調整を行うものである。具体的にデジタルトリミングを行う場合は、電気的特性をモニターしながらデジタルデータの最適コードを決定し、決定した最適コードをICのROMに書き込んだり、IC内に設けられているデータ記憶のためのヒューズを焼き切ることで、ICに最適コードを与え、IC内の抵抗はこの最適コードに対応する値に設定される。

なお、三角波発生回路は図11に示す回路構成でなくともよく、他の回路構成であってもよい。また、図10の電圧－電流変換回路30bにおいては、トランジスタQ11のベース－エミッタ間電圧 V_{be} の温度特性によって、発振回路30aが発生する直流電圧 V_{dc}' の温度係数がゼロであっても、検出コイル20に供給される直流電流 I_{dc} は正の温度係数を有することになる。

ここで、直流電流 I_{dc} の温度係数を正の温度係数にしたい場合は、図10に示す電圧－電流変換回路30bのトランジスタQ11のエミッタを反転入力端子に接続し、トランジスタQ11のベースを出力端子に接続したオペアンプOP2を付加した図12に示す電圧－電流変換回路30b'を用いて、オペアンプOP2の非反転入力端子に発振回路30aの出力を接続すればよい。

図13は、図10の定電流回路30とは異なる定電流回路30'の回路構成であり、定電流回路30'は、交流電流供給回路S_{ac}と直流電流供給回路S_{dc}とから構成されている。交流電流供給回路S_{ac}は、NPN型トランジスタQ14とPNP型トランジスタQ16との直列回路と、トランジスタQ14、Q16の接続中点に接続した交流信号源ACと、制御電源 $V_{cc}-V_{ee}$ 間に接続したPNP型トランジスタQ18、NPN型トランジスタQ15、PNP型トランジスタQ17、NPN型トランジスタQ20の直列回路と、トランジスタQ15、Q17の接続中点に接続した抵抗R17と、PNP型トランジスタQ19、NPN型トランジスタQ21の直列回路とからなり、トランジスタQ14、

Q 1 5、トランジスタQ 1 6、Q 1 7、トランジスタQ 1 8、Q 1 9、トランジスタQ 2 0、Q 2 1の各ゲートは互いに接続され、トランジスタQ 1 4、Q 1 6、トランジスタQ 1 5、Q 1 7の各エミッタは互いに接続され、トランジスタQ 1 4、Q 1 6、Q 1 8、Q 2 0の各ベース—コレクタ間は短絡されている。

この構成では、トランジスタQ 1 4、Q 1 5、Q 1 6、Q 1 7は一般的な演算増幅回路の出力回路の一部であり、交流信号源A Cはその入力であり、抵抗R 1 7が負荷抵抗であるとみなすことができる。その出力用トランジスタQ 1 5、Q 1 7を通して負荷に流れる電流をトランジスタQ 1 8、Q 1 9、トランジスタQ 2 0、Q 2 1からなるカレントミラーでコピーして検出コイル2 0に与えるものである。この場合、交流信号源A Cの振幅や周波数、抵抗R 1 7に適切な温度係数を持たせることにより、交流電流I a cに所望の温度特性を設定することができる。

直流電流供給回路S d cは、トランジスタQ 1 9、Q 2 1の接続中点にコレクタを接続し、制御電源V c cにエミッタを接続したPNP型トランジスタQ 2 2、Q 2 3と、トランジスタQ 2 3のコレクタとグランド間に接続した抵抗R 1 8とからなり、トランジスタQ 2 2、Q 2 3の各ゲートは互いに接続され、トランジスタQ 2 3のベース—コレクタ間は短絡されている。

この例では正の直流電流を与える回路となっているが、コイル仕様や周波数によって負の直流電流を与えることが適切である場合には、トランジスタQ 2 2、Q 2 3の極性をNPN型とし、それらのエミッタを制御電源V e eに接続すればよい。この場合、抵抗R 1 8に適切な温度係数を持たせることにより、直流電流I d cに所望の温度特性を設定することができる。また、抵抗R 1 8の一端をグランドではなく、所定の電位に接続し、その電位に適切な温度係数を持たせることにより、直流電流I d cに所望の温度特性を設定することができる。

検出コイル2 0は、トランジスタQ 1 9、Q 2 2の接続中点に一端を接続されており、交流電流I a cを供給する交流電流供給回路S a cと

直流電流 I_{dc} を供給する直流電流供給回路 S_{dc} とが独立に存在しているので、交流電流 I_{ac} と直流電流 I_{dc} との比率や温度係数の制御をシンプルに行うことができ、さらには、デジタルトリミングによる設定も可能である。

また、信号処理回路 40 が検出部 50 の出力電圧のピーク値 V_1 の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、この増幅器の出力に基づいて変位信号 V_{out} を出力すれば、増幅器の出力は温度補償済みの変位だけに依存する信号であり、この出力を処理することで温度補償済みの変位信号を得ることができる。

次に、定電流回路 30 を調整するのみではなく、直流抵抗 Z_{dc} や交流インピーダンス Z_{ac} の値及び温度係数を制御することも可能である。図 1 の説明で述べてきた検出部 50 の代わりに、図 14 のように検出コイル 20 と直列に直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' を有する回路素子 51 を設けた検出部 50a を用いる。このとき、回路素子 51 の直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' はコア 60 の回転角度 θ には無関係であり、直流抵抗 Z_{dc}' 、交流インピーダンス Z_{ac}' の値や温度係数を適当に選択すれば検出部 50a の両端電圧のピーク値や温度係数を制御することができる。

例えば、回路素子 51 が純抵抗である場合には、交流インピーダンス $Z_{ac}' = R$ (抵抗値) となる。また、回路素子 51 がインダクタンスであれば直流抵抗 Z_{dc}' と交流インピーダンス Z_{ac}' の両方を備えていることになる。さらに、回路素子 51 としてダイオードを設けると、検出コイル 20 の両端電圧 V_s の直流成分 V_{dc} だけに影響を与えることができる。

上記の説明のように、検出コイル 20 に交流電流 I_{ac} のみならず直流電流 I_{dc} を与えることによって、変位区間 (回転角度 θ) における信号電圧の温度係数の変動幅 $\Delta (dV_1 / dT)$ を相当程度小さくできるが、やはり $\Delta (dZ_{ac} / dT)$ そのものが小さい方が、さらに $\Delta (dV_1 / dT)$ を小さくし得ることは明白である。従来の技術で述べた

US特許はこの目的に合致する技術であるが、前記のように問題点をかかえていた。

また、 $\Delta (dZ_{ac}/dT)$ を小さくするためには、コア60は透磁率や抵抗率の温度係数の小さな磁性体であることが望ましい。透磁率の温度係数は、たとえば $-40 \sim +130^{\circ}\text{C}$ 程度の温度範囲ではどの磁性体でもあまり大きくないので、特に抵抗率の温度係数の小さい材料が適している。たとえば、ニクロム（ニッケル、クロム、鉄合金）や鉄クロム（鉄、クロム、アルミ合金）がそれにあたる。これらの金属材料は、電熱線用途に多く使用されるものであり、線材として非常に安価に入手できる。従って、線材の曲げ加工によってコア60を形成すると、温度特性に優れたコア60が安価に製造でき、このことは実施形態2で詳細に説明する。

次に、本発明の趣旨とは異なるが、直流電流 I_{dc} 、交流電流 I_{ac} 、直流抵抗 Z_{dc} 、交流抵抗 Z_{ac} 、及びそれらの各温度係数の設定が適正でないと $\Delta (dV_1/dT)$ が $\Delta (dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなり得るということを、例を挙げて説明する。例えば、検出コイル20として、直流抵抗 $Z_{dc} = 100\ \Omega$ （温度係数 $50\ \text{ppm}/\text{K}$ ）、交流インピーダンス Z_{ac} は式（3）において、 $Z_0 = 800\ \Omega$ 、 $Z' = -8\ \Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0 = 346\ \text{ppm}/\text{K}$ 、 $\beta' = -2.35\ \text{ppm}/\text{K}/\text{deg}$ であるものがあり、それに対して直流電流 $I_{dc} = 0.2\ \text{mA}$ 、交流電流 $I_{ac} = 1.0\ \text{mA}$ （ともに温度係数0）を与えた場合の図8に相当するプロットが図15である。 $\Delta (dV_1/dT)$ が $\Delta (dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなっていることが分かる。以上のように、単に直流電流 I_{dc} を与えさえすれば、 $\Delta (dV_1/dT)$ が減少するわけではないということを強調しておく。

なお、本実施形態では回転型のポジションセンサで説明したが、図34の従来例に示すような変位方向が直線であるポジションセンサを用いても同様の効果が得られる。

（実施形態2）

本実施形態では、 $\Delta (dZ_{ac}/dT)$ が最小となる理想の状態として、検出コイル 20 のインピーダンス Z の温度変化が、コア 60 と検出コイル 20 との相対変位によって変わらないようにするための温度補償の方法について説明する。本実施形態のポジションセンサの構成は実施形態 1 と同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

まず、温度補償の第 1 の方法として、コア 60 が検出コイル 20 に貫入していない場合のインピーダンス Z の温度変化率をコア 60 が検出コイル 20 に貫入した場合の温度変化率に合わせる方法について説明する。

検出コイル 20 のインピーダンス Z は図 16 に示すように抵抗成分 R_s とインダクタンス成分 L_s との直列回路と等価である。インダクタンス成分 L_s には表皮効果による成分があり、表皮厚さが十分薄く、周波数一定の場合の表皮効果は体積抵抗率 ρ の $1/2$ 乗に比例するので、温度係数も体積抵抗率 ρ の $1/2$ 乗の影響を受ける。図 17 は、表皮効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径が 0.32 mm, 0.16 mm, 0.10 mm, 0.07 mm の時に曲線 Y7, Y8, Y9, Y10 が各々対応しており、表皮効果の影響で、コイルの線径と周波数とにより抵抗の変化の具合が変わる。

また、抵抗成分 R_s の温度係数は、巻線材の体積抵抗率 ρ の温度係数に大きく依存し、抵抗成分 R_s は近接効果の影響も受ける。図 18 は、近接効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径及び巻数が 0.16 mm 及び 40 T, 0.07 mm 及び 60 T の時に曲線 Y11, Y12 が各々対応している。近接効果は、コイルの巻線の巻きピッチが狭い場合に、電流が巻線内を一様に流れなくなる現象であり、巻線ピッチが狭いほど影響が強いが、線径によっても影響は異なる。近接効果による成分は、体積抵抗率 ρ の -1 乗の依存性があるので、その温度係数も体積抵抗率 ρ の -1 乗の影響を受

ける。

すなわち、線径が太いか、あるいは周波数が高い場合、表皮効果、近接効果により、コア 60 が貫入していない時のインピーダンス Z の温度係数が小さくなる。したがって、巻線材の体積抵抗率 ρ 、線径、巻数、巻きピッチ及び周波数を適切に設定することにより、コア 60 が貫入していない変位状態での直流抵抗成分、表皮効果成分、近接効果成分のバランスを制御して、検出コイル 20 のインピーダンス Z の温度係数を小さくすることができるので、変位量によって温度係数が変わるという従来の問題点を解消することができる。

銅は体積抵抗率 ρ の温度係数が非常に大きいため、巻線材としては銅よりも体積抵抗率 ρ の温度係数が小さいものを選択することが望ましい。具体的には、ニクロム、マンガニン、銅－ニッケル合金のうちいずれかで検出コイル 20 の巻線を形成すればよい。特に銅－ニッケル合金は、その成分比を変えることで体積抵抗率 ρ の値を制御できるので好適である。

次に、コア 60 が検出コイル 20 に貫入している場合のインピーダンス Z の温度変化率をコア 60 が検出コイル 20 に貫入していない場合の温度変化率に合わせる温度補償の第 2 の方法について説明する。

コア 60 が検出コイル 20 に貫入することによる検出コイル 20 のインピーダンス Z の増加は、そのコア 60 の体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ に起因する。したがって、その温度係数もコア 60 の体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ の温度係数に関係するのであるから、コア 60 が検出コイル 20 に貫入している場合の温度係数を、コア 60 が検出コイル 20 に貫入していない場合の温度係数に合わせるように適した体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ を有するコア 60 を選択する、またはコア 60 の表面が適した体積抵抗率 ρ 、透磁率 μ となるような表面処理を施せばよい。

ここで、一般にポジションセンサを使用する雰囲気温度はせいぜい 120～130℃であり、その雰囲気温度よりもコア 60 のキュリー温度は十分に高い。透磁率 μ は、キュリー温度付近で急激に小さくなる特性

を有しており、逆にポジションセンサを使用する温度領域では透磁率 μ はほとんど変化しない。

したがって、検出コイル20のインピーダンス Z の増加に起因するもう1つの要素である体積抵抗率 ρ の変化が小さな材料で少なくともその表面が形成されたコア60を用いることによって、インピーダンス Z の温度係数を小さくして、検出コイル20のインピーダンス Z の温度による変動を小さくすることができる。

例えば、実施形態1の検出コイル20のインピーダンス変化によって位置検出を行うポジションセンサでは、このインピーダンスの内訳の大部分はインダクタンスであり、検出コイル20に定電流が流れて発生する磁界は検出コイル20の軸方向となる。すると、この軸方向の磁界を消そうとする環状の電流（いわゆる渦電流）がコア60の内部に流れる。この環状電流は検出コイル20のインダクタンスを低下させる作用があり、大きさは印加される磁界の大きさや周波数（定電流、固定周波数であれば変動しない）以外に、コア60の体積抵抗率が関係する。すなわちコア60の体積抵抗率が大きいほど環状電流は小さくなり、インダクタンスを低下させる作用は小さくなる。それゆえ、コア60の体積抵抗率に温度特性があればインダクタンスにも温度特性ができ、インダクタンスの温度特性はインピーダンスの温度特性に大きく影響する。

実際に検出コイル20をインピーダンス要素として用いる場合には検出コイル20に供給する電流は数十kHz～数百kHzで駆動することが多いので、その周波数では検出コイル20が発生する磁界はコア1の内部には届かず、表面付近に集まることになる。

そこで、体積抵抗率 ρ の小さな材料であるニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかでコア60の少なくとも表面を形成すればよい。これらの材料は電熱用材料と呼ばれており、抵抗の温度係数が小さく、また、鉄やニッケルは磁性材料なので合金としても磁性を有するものがあり、したがって検出コイル20のインピーダンス変化が大きく

取れる。

しかしながら、表面だけでなく、バルク状に形成した体積抵抗率の小さいコア 60 であれば、より優れた温度特性を有することができる。この場合、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガン等の電熱用材料を用いることになるが、これらは、平板から打ち抜きでコア 60 の形状を得るには材料ロスが多くなって高価になる。

そこで、これらの材料は電熱線として市場に出回っていることから、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガン等からなる電熱線を必要な長さに切断した後、必要な曲げ加工（または伸ばし加工）を施して用いると経済的であり、無用な産業廃棄物の発生を防ぐことができる。

また、本実施形態の温度補償の第 1 の方法と第 2 の方法との両者を組み合わせることにより、効果的に温度補償を行うことができる。

（実施形態 3）

本実施形態では、出力の直線性の改善について説明する。本実施形態のポジションセンサの構成は、実施形態 1 または 2 と同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

まず、直線性改善の第 1 の方法としては、コア 60 の材料に適正なものを選択し、且つ交流電流 I_{ac} の周波数 f も適正に設定することである。本発明の発明者は実施形態 1 で例をあげた検出コイル 20 において、コア材質を変えて交流インピーダンス Z_{ac} の直線性に関する実験を行なった。図 19 は、用いた金属材料：電磁軟鉄，パーマロイ，電磁ステンレス，SUS430，鉄クロムと、それらの推定特性値：抵抗率である。図 19 の中で「電磁ステンレス」と記されたものは、Cr11% の他、Si、Mn、P、Ni、Tiなどを添加した金属で電磁弁やリレーのヨーク等を使用されるものである。また、各金属はいずれも各々の磁気特性を引き出すために、各金属固有の条件で熱処理が施されており、形状は同一である。

図20(a)～(e)に交流電流 I_{ac} の周波数 f を10kHz、30kHz、50kHz、70kHz、90kHzに対する、各金属の交流インピーダンス Z_{ac} の直線性の実験結果を示す。電磁軟鉄や純鉄に比べ、磁性ステンレス(電磁ステンレス)は良好な直線性を有することが分かる。特に、SUS430(18Cr系フェライト系ステンレス)は、角度スパンに対しても周波数に対しても良好な直線性を有する上、耐食性も備え、且つ安価であるのでポジションセンサのコア材料として好適であるといえる。これらの直線性は抵抗率、透磁率のバランスと周波数特性で決定されるものと考えられる。鉄クロムも50kHz以上では良好な直線性を有するので、耐食性についての対策さえ施せば、前述の抵抗率の温度変化率の利点と合わせて良好なコア材料となり得ることがわかる。

第2の改善方法としては、従来技術の問題点として挙げた端部効果を低減するための対策を施すことである。図21(a)、(b)は、コア60の形状を工夫することでコア先端部60aまたは60bの、交流インピーダンス Z_{ac} に対する寄与率を高める方法である。図21(a)においては、先端部60aに略直角の段差を設けて太くしたもので、図21(b)においては、先端部60bを楔状に太くしたものであり、両方共、先端部60aまたは60bが他の部分より太くなっているため、巻線間の鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができる。また、エッチングや金属射出成形でコア60を形成する場合には、特にコストアップ要因にはならない。

図21(c)は、コア60の先端部60cをコア本体より透磁率の高い材料で構成することにより、コア先端部60cでの鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができるものである。図21(a)、(b)が先端部以外の部分を細くしなければならず、若干の感度低下を伴うのに対し、図21(c)の例では感度低下が起こらない。また、太さが均一であるので力学的に安定(少しくらい当たっても、変形しにくい)である。

図 2 1 (d) は、高透磁率の材料でコア先端部 6 0 d に表面処理（めっき等）を施した例である。図 2 1 (c) が製造上、手間がかかり、位置決めも難しいことを改善することができる。また、めっきだけでなく、たとえば高透磁率の箔体を貼り付ける等の構成でもよい。

図 2 2 に示すポジションセンサは、中空のボビン 1 5 に巻回された検出コイル 2 0' と、検出コイル 2 0' の巻軸方向 X に変位してボビン 1 5 の中空部分に貫入するコア 6 1 とを備え、定電流回路と信号処理回路とは（図示省略）、実施形態 1 と同様に設けられている。この例は、コア 6 1 は従来のままの形状であり、巻線が検出コイル 2 0' の端部で太く（すなわち、巻層数が多く）巻かれている例である。したがって、コア 6 1 の先端部のみの貫入に対しても、多くの巻線の磁束が鎖交するため、よりインダクタンスが増加するものである。

さらに、コア 6 1 と検出コイル 2 0' のボビン内壁との引っ掛かりをなくするために、図 2 3 (a) ~ (e) の例では、コア 6 1 の先端部に面取り、R 付けなどのエッジ除去構造を取り入れることにより、引っ掛かりをなくしている。図 2 3 (b) ~ (e) の例は、図 2 1 (a) ~ (e) に示したような各コアの先端に面取り、R づけを施したものである。

また、コア 6 0 及び検出コイル 2 0 の断面図を示す図 4 においては、コア 6 0 が貫入する湾曲ボビン 2 2 の内面に銅などの非磁性金属を蒸着したコーティング 2 1 を施して、コア 6 0 の引っ掛かりをなくしている。コーティング 2 1 に金属等、導電性を有する物質を用いる場合には、物質が断面内で閉ループを形成しないようにする必要がある。なお、金属蒸着等の代りに、貫通穴側面の一部を板金部品で形成してもよいし、フッ素コーティングなど摺動性と耐摩耗性を有する物質であれば同じ効果を発揮することができる。このようにすることで、コア 6 0 として箔体や線状体（特にアモルファスなど）を用い、湾曲ボビン 2 2 の貫通穴の側面に沿わせて変位させることもできるので、薄型化や小径化が図れるとともに直線性の向上にも効果がある。

さらに、スプリングコイルを用いて検出コイル 20 の巻線を形成し、スプリングコイルを湾曲ボビン 22 に挿入すれば、角度方向に均一なピッチの巻線が容易に形成できる。

次に、図 2 においては、検出コイル 20 の巻線テンションで変形し、曲率が増加した湾曲ボビンを元の形に戻すための曲率矯正用部材 24 を備えており、曲率矯正用部材 24 は検出コイル 20 と略同様の曲率に形成された溝を形成されており、その溝に検出コイル 20 を入れ込むことによって、検出コイル 20 の内側半径部分と底面側とが曲率矯正用部材 24 に当接して、湾曲ボビン 22 の曲率の増加を矯正している。図 2 ではハウジング 25 が曲率矯正用部材 24 を備えているが、ハウジング 25 そのものに同様の溝を形成してもよい。

このような曲率矯正用部材 24 を用いる構造には、別の意味でもメリットがある。このような構造をとらない検出コイルでは、図 24 に示すように保持固定のための保持・固定用部材 26 を検出コイル 20 の両端部の鰐付近外側に設ける必要がある。この保持・固定用部材 26 があると、コア 60 のストローク（機械的変位量）が制限されてしまう。しかし、保持固定の構造が鰐の外側でない図 2 の場合は、コア 60 のストロークを長くとることができ、あるいは、ストロークを長くとる代りに、湾曲ボビン 22 の巻線部の角度を広くとることができ、これらも、直線性の改善に繋がるものである。

（実施形態 4）

図 25 ～ 28 に示す本実施形態のポジションセンサは、自動車用（例えばアクセルペダルポジションの検出等）に使用することを考慮し、フェールセーフシステムの思想に基づいて、図 2，図 3 に示すポジションセンサの検出部を 2 重にしたものであり、図 25，図 26 では、同一の曲率で湾曲した 2 つの検出コイル 20 a，20 b と、可動ブロック 23 A の回転軸を中心に回転することで 2 つの検出コイル 20 a，20 b に各々貫入する同一の曲率で湾曲した 2 つのコア 60 a，60 b とを備え、2 つの検出コイル 20 a，20 b は、コア 60 a，60 b の回転軸方

向に重ねて配置されている。特開 2 0 0 0 - 1 8 6 9 0 3 号公報に記載の同一平面上に 2 つの検出コイルを配置する構成に比べて、検出コイル 2 0 a, 2 0 b の巻き線部の見込み角度も、可動ブロック 2 3 A の機械的回転角度も増える。したがって、検出コイル 2 0 a, 2 0 b の各インピーダンス Z の直線性が良好な回転角度 θ の範囲が広がる。また、検出コイル 2 0 a, 2 0 b の仕様が同一であるので、2 つの検出コイル 2 0 a, 2 0 b の特性を略同一にすることができ、巻線加工、コスト面で有利である。

さらに、図 2 7, 図 2 8 に示すポジションセンサは、大きい曲率（小さい曲率半径）で湾曲した検出コイル 2 0 c と、小さい曲率（大きい曲率半径）で湾曲した検出コイル 2 0 d と、可動ブロック 2 3 B の回転軸を中心に回転することで 2 つの検出コイル 2 0 c, 2 0 d に各々貫入する大きい曲率で湾曲したコア 6 0 c と、小さい曲率で湾曲したコア 6 0 d とを備え、検出コイル 2 0 c, 2 0 d は、コア 6 0 c, 6 0 d の回転軸に対して同一回転角度 θ 上、且つ同一平面上に配置されている。したがって、図 2 5, 図 2 6 に示すポジションセンサと同様に、検出コイル 2 0 c, 2 0 d の巻き線部の見込み角度も、可動ブロック 2 3 B の機械的回転角度も増えて、検出コイル 2 0 c, 2 0 d の各インピーダンス Z の直線性が良好な回転角度 θ の範囲が広がり、さらに薄型化も可能となる。

ここで、本実施形態の検出コイル 2 0 a, 2 0 b (2 0 c, 2 0 d) を湾曲ボビン 2 2 a, 2 2 b (2 2 c, 2 2 d) に巻回した後、組み立て前に、検出コイル 2 0 a, 2 0 b (2 0 c, 2 0 d) と湾曲ボビン 2 2 a, 2 2 b (2 2 c, 2 2 d) とを一体的に樹脂 2 7 (2 8) でモールドすれば、組み立て時、振動・衝撃時の断線防止になり、2 つのコイル 2 0 a, 2 0 b (2 0 c, 2 0 d) 間の位置関係がずれることがないので、組み立て時の位置ずれによる 2 系統間の出力変動が発生しない。さらに、一体的に成形して 2 つの検出部で 1 つの部品になるので、可動ブロック 2 3 A (2 3 B) との位置決めが容易になり、組み立て時間も

短時間となる。

また、湾曲ボビン 22 a, 22 b (22 c, 22 d) の変形を矯正した状態で樹脂モールドすることにより、ハウジング 25 A (25 B) 側に湾曲ボビン 22 a, 22 b (22 c, 22 d) の変形を矯正する特別な部材を設ける必要がなくなる。さらに、2つのコア 60 a, 60 b (60 c, 60 d) も一体的に樹脂モールドすれば、互いの位置がずれないので、組み立て時の位置ずれによる 2 系統間の特性変動が発生しない。

(実施形態 5)

本実施形態のポジションセンサの構成は実施形態 1 乃至 4 のうちいずれかと同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。本実施形態では、信号処理回路 40 が出力する変位信号 V_{out} の構成について説明する。

ポジションセンサの信号を受けて処理するシステムである ECU がデジタル回路である場合、変位信号 V_{out} がアナログ信号であると余計な A/D 変換や D/A 変換を繰り返すことにより誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、変位信号 V_{out} がデジタル信号であればアナログ信号のような前記問題はなく、さらに信号伝達の際の外部ノイズの影響を受けにくい。そこで、信号処理回路 40 が出力する変位信号 V_{out} をデジタル信号で構成した例を示す。信号処理回路 40 は、検出部 50 の出力電圧のピーク値 V_1 をデジタル信号に変換する A/D 変換回路 (図示省略) と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路 (図示省略) を具備している。

図 29 は、信号処理回路 40 が出力する変位信号 V_{out} の第 1 の例を示し、変位信号 V_{out} は、基準パルス V_r のパルス幅 3 個分の幅 T_1 を有する出力開始信号と、出力開始信号が出力してから位置情報に応じた時間 T_2 を経て出力されるパルス信号とから構成される。ECU 側では出力開始信号のパルス幅 T_1 と、パルス信号が表れるまでの時間 T_2 とをタイマで測定することによって、コア 60 と検出コイル 20 との

相対位置を判断することができる。

図30は、信号処理回路40が出力する変位信号 V_{out} の第2の例を示し、変位信号 V_{out} は、基準パルス V_r のパルス幅3個分の幅を有する出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じた数のパルス信号とから構成される。ECU側では出力開始信号に続くパルス信号の数をカウンタで計数することによって、コア60と検出コイル20との相対位置を判断することができる。

図31は、信号処理回路40が出力する変位信号 V_{out} の第3の例を示し、変位信号 V_{out} は、位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成され、そのデューティ比のオン、オフ時間は基準パルス V_r のパルス数によって各々決められる。ECU側では周期とパルス幅とをタイマで計測することによって、コア60と検出コイル20との相対位置を判断することができる。

なお、必要ビット数のデジタル出力を確保するとポジションセンサーECU間の配線数が増えてしまうが、図29～図31に示す例によれば信号線は1本で済む。また、変位信号 V_{out} は、位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されてもよい。さらに、信号線の数の問題にならなければ、変位信号 V_{out} を位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号で構成してもよい。

(実施形態6)

本実施形態のポジションセンサの検出コイルの断面構造、回路構成を、図32、図33に各々示す。本実施形態のポジションセンサは、車載用に使用することを考慮して、フェールセーフシステムの思想に基づいてセンサの検出部を2重にしたものである。

ポジションセンサは、中空のボビン15a、15bに各々巻回されて巻軸方向に対向して配置された検出コイル20e、20fと、検出コイル20e、20fの巻軸方向Xに変位してボビン15a、15bの中空部分に貫入するコア60eと、所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流 I_{da} 、 I_{db} を検出コイル20e

、20fに各々出力する定電流回路30Aと、定電流回路30Aが出力する定電流I_{d a}及び検出コイル20eのインピーダンスZ_aにより決まる検出コイル20eの両端電圧のピーク値をコア60eと検出コイル20eとの位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路40aと、定電流回路30Aが出力する定電流I_{d b}及び検出コイル20fのインピーダンスZ_bにより決まる検出コイル20fの両端電圧のピーク値をコア60eと検出コイル20fとの位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路40bとを備える。

本実施形態においては、2つの検出コイル20e、20fは構造部材（図示省略）に取り付けられた同一のコア60eを共用すること、同一の定電流回路30Aが所定の周波数及び振幅の定電流I_{d a}、I_{d b}を2つの検出コイル20e、20fに各々出力することによって、検出部の2重化に伴うコストアップを低減することができる。

また、定電流回路30A、信号処理回路40a、40bの能動回路部をモノリシックICで構成すれば、IC部は最もコストの高い部品であるので、検出部の2重化に伴うコストアップをさらに低減することができる。

以下、実施形態1乃至6のポジションセンサの具体的な使い方について説明する。まず、車載のアクセルペダル検出用ポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が30°程度と狭いので、同一平面内に同一曲率の湾曲ボビンを配置することができ、検出コイルのインピーダンスを相補的とすることができる。また、車室内に配置されるため、動作上限温度はそれほど高くない。さらに、検出角度に対して、十分大きなストロークがあるため、コアの材質や形状にあまり工夫を施さなくても、ストローク中央部分の直線性のよい部分をも用いることができる。

次に、スロットルポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が90°以上と大きく、且つ機械的ストロークも大きくする必要があるため、図25および図26に示す湾曲ボビンの2段重ねか、あるいは図27および図28に示すように、同一平面内の同一角度範囲に異なる曲率

を有する湾曲ボビンを並べる構造が適している。また、検出角度に対する機械的ストロークの余裕が限られているため、コアとしてはS U S 4 3 0等のコイルインピーダンスの直線性が得られやすい材料を選択することが望ましい。スロットルポジションセンサはエンジンルーム内に配置されるため、高い動作上限温度が要求され、コアとして直線性が得られやすい材料を選択した上で、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にすることが望ましい。

また、発電設備等のプラント用に用いるポジションセンサは、高温にさらされるため、コア材料としては鉄クロムを用いた上、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にする工夫が望ましい。

さらに、原動機付き自転車に用いる角度検出用のポジションセンサはコスト面から検出部を1系統のみとしている場合があるが、一般に自動車に用いられる角度検出用のポジションセンサは、システムとしての信頼性を確保するために検出部の2重化を図ってもよい。

上記のように、本発明のポジションセンサは、所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流を出力する定電流回路と、定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、定電流によって発生する検出部の出力電圧のピーク値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、コアの検出コイルに対する全変位区間における検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、コアの検出コイルに対する全変位区間における所定の周波数での検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、定電流の直流電流と交流電流との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定するものである。

この場合、検出対象に応じて検出コイルを自由に選択できるとともに、回路上の定数を設定することで検出コイルのインピーダンスの温度係数の変位依存性を容易に低減でき、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償することができる。

相対変位するコアは、検出コイルの巻線内に貫入自在であることが好ましい。この場合、検出コイルのインピーダンスの変化を大きくすることができる。

検出部の出力電圧の直流成分の温度係数は、検出コイルの巻線内に対するコアの貫入量が最小の場合の検出部の出力電圧の交流成分の温度係数より、コアの貫入量が最大の場合の検出部の出力電圧の交流成分の温度係数に近いことが好ましい。この場合、検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅を小さくすることができる。

定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、直流電圧と交流電圧とを各々設定することで、定電流の直流電流と交流電流との割合を設定することが好ましい。この場合、簡単な回路構成と、回路上の定数の設定とによって、定電流の直流電流と交流電流との割合を設定することができる。

定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、発振回路が備える直流電圧の値を決定する抵抗の抵抗値の温度係数を設定することで、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定してもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、交流電圧の周波数の温度特性を設定することで、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性を設定することが好ましい。

この場合、定電流回路を集積回路から構成して回路上の定数設定を容易に行うことができない場合でも、交流電圧の発振周波数を決定するための抵抗やコンデンサを外付けする構成を採用し、これらの抵抗やコンデンサの温度係数を選択することによって、検出部のインピーダンスの交流成分の温度特性を設定することができる。

定電流回路は、所定の振幅の直流電流を出力する直流定電流回路と、所定の周波数及び振幅の交流電流を出力する交流定電流回路とを備え、直流電流の振幅の温度特性と、交流電流の周波数の温度特性と、交流電流の振幅の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することで、定電流の直流電流と交流電流との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することが好ましい。この場合、簡単な回路構成と、回路上の定数の設定とによって、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を補償することができる。

検出部は、検出コイルと、検出コイルに直列接続され、コアの変位によってインピーダンスが変化しない回路素子とを備え、信号処理回路は、定電流によって発生する検出コイルと回路素子との直列回路の両端電圧のピーク値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力し、回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも1つを設定することで、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することが好ましい。

この場合、定電流回路を集積回路から構成して回路上の定数設定を容易に行うことができない場合でも、変位に対する検出部のインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できる。

回路素子は抵抗であることが好ましい。この場合、低コストで検出部のインピーダンスを制御できる。

回路素子はインダクタであることが好ましい。この場合、低コストで検出部の直流抵抗と交流インピーダンスとを制御することができる。

定電流回路は、直流電流の振幅、交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、デジタルトリミング手段によって抵抗の値を設定することで、定電流の直流電流と交流電流との割合と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することが好ましい。この場合、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で容易に補償することができる。

信号処理回路は、整流回路と、整流回路の出力をピークホールドする回路とを備えることが好ましい。この場合、信号処理回路を簡単な回路で構成することができる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、増幅器の出力に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力することが好ましい。この場合、増幅器の出力は温度補償済みの変位だけに依存する信号であり、この出力を処理することで温度補償済みの変位信号を得ることができる。

発振回路が発生する交流電圧は三角波であるが好ましい。この場合、正弦波電圧よりも簡単に交流電圧を発振回路から得ることができる。

交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であることが好ましい。この場合、正弦波電圧よりも簡単に交流電圧を交流定電流回路から得ることができる。

検出コイルの巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び検出コイルに入力される信号の周波数は、検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、コアが検出コイルに対して相対変位することに起因する検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる各値であることが好ましい。この場合、コアが貫入していない場合の検出コイル

のインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化がコアと検出コイルとの相対変位によって変わらないようにすることができる。

コアは、検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、コアが検出コイルに相対変位することに起因する検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる材料で形成してもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

コアに施された表面処理は、検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、コアが検出コイルに相対変位することに起因する検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる表面処理であってもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

コアは、少なくとも表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料で形成されることが好ましい。この場合、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動を小さくすることができる。

コアは、少なくとも表面をニッケルクロム合金、ニッケルクロム－鉄合金、鉄クロム－アルミ合金、銅－ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることが好ましい。この場合、少なくともコアの表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料から容易に形成することができる。

コアは、所望の長さに切断した電熱線を、曲げ加工して形成したことが好ましい。この場合、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動をより小さくすることができ、且つ材料のロスを少なくすることができる。

電熱線は、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム－鉄合金、鉄クロム－アルミ合金、銅－ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることが好ましい。この場合、所望の長さに切断した電熱線を曲げ加工して容易に形成することができる。

検出コイルの巻線は、ニクロム、マンガン、銅－ニッケル合金のうちいずれかで形成されることが好ましい。この場合、コアが貫入していない場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動を小さくすることが

できる。

コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より磁束が通りやすいことが好ましい。この場合、端部効果が軽減され、出力の直線性が確保できる区間を拡大することができる。

コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より太いことが好ましい。この場合、金属射出成形でコアを成形する場合に有利であり、あるいは2部材の組み合わせでもコアを容易に形成できる。

コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で形成されることが好ましい。この場合、コアの太さを一定にすることができるので力学的に安定となり、また、2部材の組み合わせでもコアを容易に形成できる。

コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理されることが好ましい。この場合、コアの太さを一定にすることができるので力学的に安定となり、湾曲したコアでも容易に形成できる。

コアは端部から所定の長さの部分の表面にパーマロイめっきを施した電磁ステンレスからなることが好ましい。この場合、コアの端部と他の部分との透磁率のバランスがよく、また耐食性にも優れている。

コアの端部は、面取り処理を行ってエッジを除去されることが好ましい。この場合、ボビンの内部でコアが引っ掛かることがなく、引っ掛かりによる直線性の悪化を防止することができる。

検出コイルは所定の曲率で湾曲した形状を有しており、検出コイルを固定し、検出コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングを備えることが好ましい。この場合、検出コイルの曲率変化を矯正及び防止することができる。

ハウジングは検出コイルの内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、検出コイルの曲率変化を矯正することが好ましい。この場合、検出コイルの曲率変化を確実に矯正及び防止することができる。

ポジションセンサは、検出コイルを巻回したボビンを備え、組み立て

前にコイルとボビンとを樹脂モールドすることが好ましい。この場合、組立て時の断線防止、振動・衝撃に対する断線防止を図ることができ、さらに、湾曲ボビンの場合、変形を矯正した状態で樹脂モールドすることで、ハウジング側に検出コイルの曲率変化を矯正する手段がなくても、検出コイルの曲率変化を矯正及び防止することができる。

ポジションセンサは、検出コイルを各々巻回した2つのボビンを備え、組み立て前に2つの検出コイルと2つのボビンとを一体に樹脂モールドすることが好ましい。この場合、上記効果に加えて、2つの検出コイルの位置関係がずれることがなく、組立て時の位置ずれによる2系統の検出部間の出力変動が生じない。

ポジションセンサは、検出コイル及びコアをそれぞれ2つ備え、2つの検出コイルに各々貫入する2つのコアを一体に樹脂モールドすることが好ましい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

検出コイルは、同一の曲率で湾曲した2つの検出コイルを備え、コアは、回転軸を中心に回転することで2つの検出コイルに各々貫入し、同一の曲率で湾曲した2つのコアを備え、2つの検出コイルは、コアの回転軸方向に重ねて配置されることが好ましい。

この場合、検出コイルの巻線部の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができるので、検出コイルのインピーダンスの直線性が良好な回転角度の範囲を拡大することができる。さらに、2つの検出コイルの仕様を同じにできるので、2つの検出コイルの特性を同一にでき、巻線加工、コスト面で有利になる。

検出コイルは、互いに異なる曲率で湾曲した2つの検出コイルを備え、コアは、回転軸を中心に回転することで2つの検出コイルに各々貫入し、互いに異なる曲率で湾曲した2つのコアを備え、2つの検出コイルは、コアの回転軸に対して同一回転角度上、且つ同一平面上に配置されることが好ましい。

この場合、検出コイルの巻線部の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができるので、検出コイルのインピーダンス

の直線性が良好な回転角度の範囲を拡大することができるとともに、薄型化が可能となる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、信号処理回路が出力する変位信号は、位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であることが好ましい。

この場合、ポジションセンサの出力を入力されて処理するシステム（例えば、ECU）がデジタル回路である場合、ポジションセンサの出力がアナログ信号であると余計なAD変換、DA変換を繰り返すことによって誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、ポジションセンサの出力はデジタル出力であるのでこのような問題は発生しない。また、アナログ出力に比べて信号伝達の際に外部ノイズの影響を受けにくい。さらに、必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であるので、ECU側はリアルタイムに読出しを行うことができ、且つ処理を迅速に行うことができる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、信号処理回路が出力する変位信号は、出力開始信号と、出力開始信号が出力してから位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号とから構成されることが好ましい。

この場合、ポジションセンサの出力を入力されて処理するシステム（例えば、ECU）がデジタル回路である場合、ポジションセンサの出力がアナログ信号であると余計なAD変換、DA変換を繰り返すことによって誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、ポジションセンサの出力はデジタル出力であるのでこのような問題は発生しない。また、アナログ出力に比べて信号伝達の際に外部ノイズの影響を受けにくくなるとともに、信号線を1本に削減することができる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換

するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、信号処理回路が出力する変位信号は、出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成されてもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、信号処理回路が出力する変位信号は、出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されてもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

信号処理回路は、検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、信号処理回路が出力する変位信号は、出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じた数のパルス信号とから構成されてもよい。この場合も、上記と同様の効果を得ることができる。

検出コイルを2つ具備し、2つの検出コイルは構造部材に取り付けられた同一のコアを共用することが好ましい。この場合、検出部の2重化に伴うコストアップを低減することができる。

検出コイルを2つ具備し、同一の定電流回路が所定の周波数及び振幅の定電流を2つの検出コイルに出力することが好ましい。この場合も、検出部の2重化に伴うコストアップを低減することができる。

上記各回路の能動回路はモノリシックICで構成することが好ましい。この場合、検出部の2重化に伴うコストアップを低減することができ、特にIC部は最もコストが高い部品であるので、共用化のメリットが大きい。

産業上の利用可能性

上記のように、本発明によれば、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償することができるポジションセンサを提供することができ、車載のアクセルペダル検出用ポジションセンサ、発電設備等のプラント用に用いるポジションセンサ、原動機付き自転車に用いる角度検出用のポジションセンサ等に好適に利用することができる。

請求の範囲

1. 所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流を出力する定電流回路と、

前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、

前記検出コイルに対して前記検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、

前記定電流によって発生する前記検出部の出力電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、

前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記所定の周波数での前記検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することを特徴とするポジションセンサ。

2. 前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

3. 前記検出部の出力電圧の直流成分の温度係数は、前記検出コイルの巻線内に対するコアの貫入量が最小の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数より、前記コアの貫入量が最大の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数に近いことを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

4. 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、

前記直流電圧と交流電圧とを各々設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合を設定することを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

5. 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、

前記発振回路が備える直流電圧の値を決定する抵抗の抵抗値の温度係数を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定することを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

6. 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とを備え、

前記交流電圧の周波数の温度特性を設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性を設定することを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

7. 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電流を出力する直流定電流回路と、所定の周波数及び振幅の交流電流を出力する交流定電流回路とを備え、

前記直流電流の振幅の温度特性と、前記交流電流の周波数の温度特性と、前記交流電流の振幅の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流

成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定することを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

8. 前記検出部は、前記検出コイルと、前記検出コイルに直列接続され、前記コアの変位によってインピーダンスが変化しない回路素子とを備え、

前記信号処理回路は、前記定電流によって発生する前記検出コイルと回路素子との直列回路の両端電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力し、

前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも 1 つを設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうち少なくとも 1 つを設定することを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

9. 前記回路素子は抵抗であることを特徴とする請求項 8 記載のポジションセンサ。

10. 前記回路素子はインダクタであることを特徴とする請求項 8 記載のポジションセンサ。

11. 前記定電流回路は、前記直流電流の振幅、前記交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、

前記デジタルトリミング手段によって前記抵抗の値を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と

直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定することを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

1 2. 前記信号処理回路は、整流回路と、前記整流回路の出力をピークホールドする回路とを備えることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

1 3. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、前記増幅器の出力に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

1 4. 前記発振回路が発生する交流電圧は三角波であることを特徴とする請求項 4 記載のポジションセンサ。

1 5. 前記交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であることを特徴とする請求項 7 記載のポジションセンサ。

1 6. 前記検出コイルの巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び前記検出コイルに入力される信号の周波数は、前記検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、前記コアが前記検出コイルに対して相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる各値であることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

1 7. 前記コアは、前記検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる材料で形成されることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

18. 前記コアに施された表面処理は、前記検出コイルの巻線が有するインピーダンス成分の温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンス成分の温度係数とが等しくなる表面処理であることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

19. 前記コアは、少なくとも表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料で形成されることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

20. 前記コアは、少なくとも表面をニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項19記載のポジションセンサ。

21. 前記コアは、所望の長さに切断した電熱線を、曲げ加工して形成したことを特徴とする請求項19記載のポジションセンサ。

22. 前記電熱線は、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項21記載のポジションセンサ。

23. 前記検出コイルの巻線は、ニクロム、マンガン、銅ニッケル合金のうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

24. 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より磁束

が通りやすいことを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

25. 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より太いことを特徴とする請求項 24 記載のポジションセンサ。

26. 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で形成されることを特徴とする請求項 24 記載のポジションセンサ。

27. 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理されたことを特徴とする請求項 24 記載のポジションセンサ。

28. 前記コアは端部から所定の長さの部分の表面にパーマロイめっきを施した電磁ステンレスからなることを特徴とする請求項 27 記載のポジションセンサ。

29. 前記コアの端部は、面取り処理を行ってエッジを除去されたことを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

30. 前記検出コイルは所定の曲率で湾曲した形状を有しており、前記検出コイルを固定し、前記検出コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングを備えることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

31. 前記ハウジングは前記検出コイルの内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、前記検出コイルの曲率変化を矯正することを特徴とする請求項 30 記載のポジションセンサ。

32. 前記検出コイルを巻回したボビンを備え、組み立て前に前記コイルとボビンとを樹脂モールドしたことを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

33. 前記検出コイルを各々巻回した2つのボビンを備え、組み立て前に前記2つの検出コイルと前記2つのボビンとを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

34. 前記検出コイル及び前記コアをそれぞれ2つ備え、前記2つの検出コイルに各々貫入する前記2つのコアを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

35. 前記検出コイルは、同一の曲率で湾曲した2つの検出コイルを備え、

前記コアは、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、同一の曲率で湾曲した2つのコアを備え、

前記2つの検出コイルは、前記コアの回転軸方向に重ねて配置されることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

36. 前記検出コイルは、互いに異なる曲率で湾曲した2つの検出コイルを備え、

前記コアは、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、互いに異なる曲率で湾曲した2つのコアを備え、

前記2つの検出コイルは、前記コアの回転軸に対して同一回転角度上、且つ同一平面上に配置されることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

37. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタル

トリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、

前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

38. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、

前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号が出力してから前記位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

39. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、

前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

40. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、

前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

4 1. 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、

前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じた数のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

4 2. 前記検出コイルを2つ具備し、前記2つの検出コイルは構造部材に取り付けられた同一の前記コアを共用することを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

4 3. 前記検出コイルを2つ具備し、同一の前記定電流回路が所定の周波数及び振幅の定電流を前記2つの検出コイルに出力することを特徴とする請求項1記載のポジションセンサ。

4 4. 前記各回路の能動回路はモノリシックICで構成したことを特徴とする請求項43記載のポジションセンサ。

図1

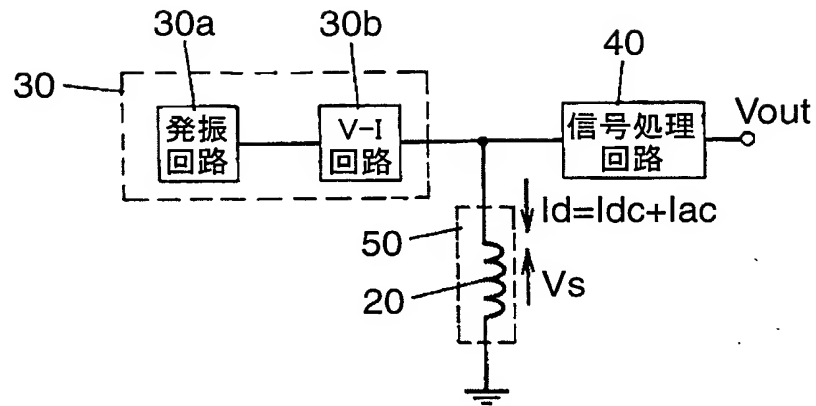


図2

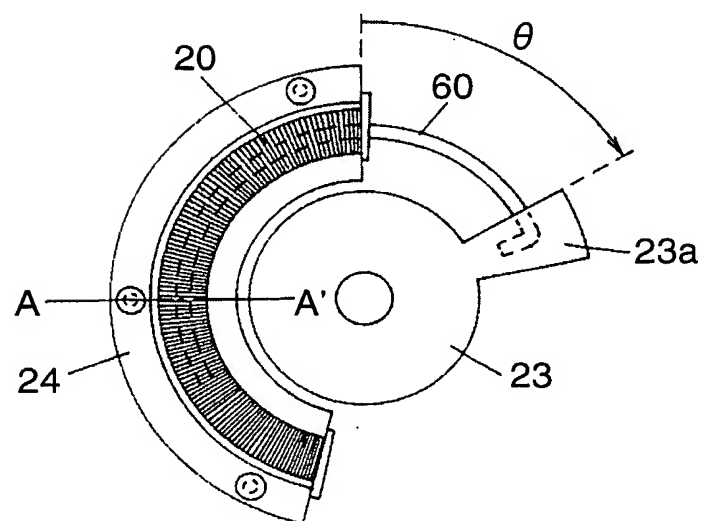


図3

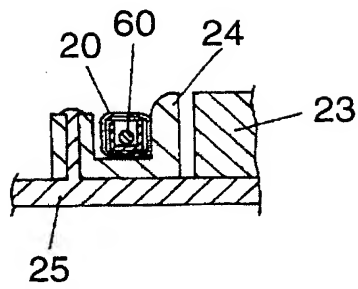


図4

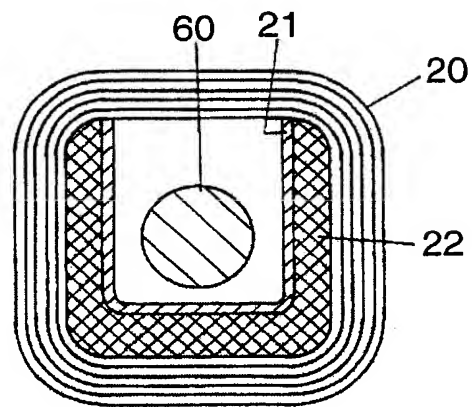


図5

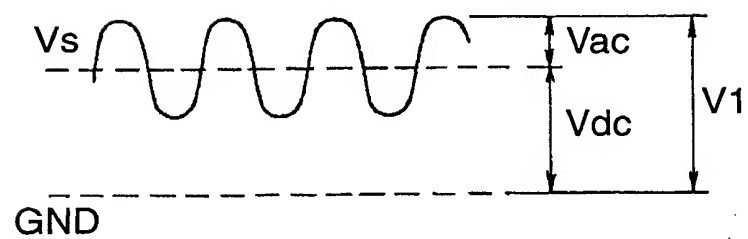


図6

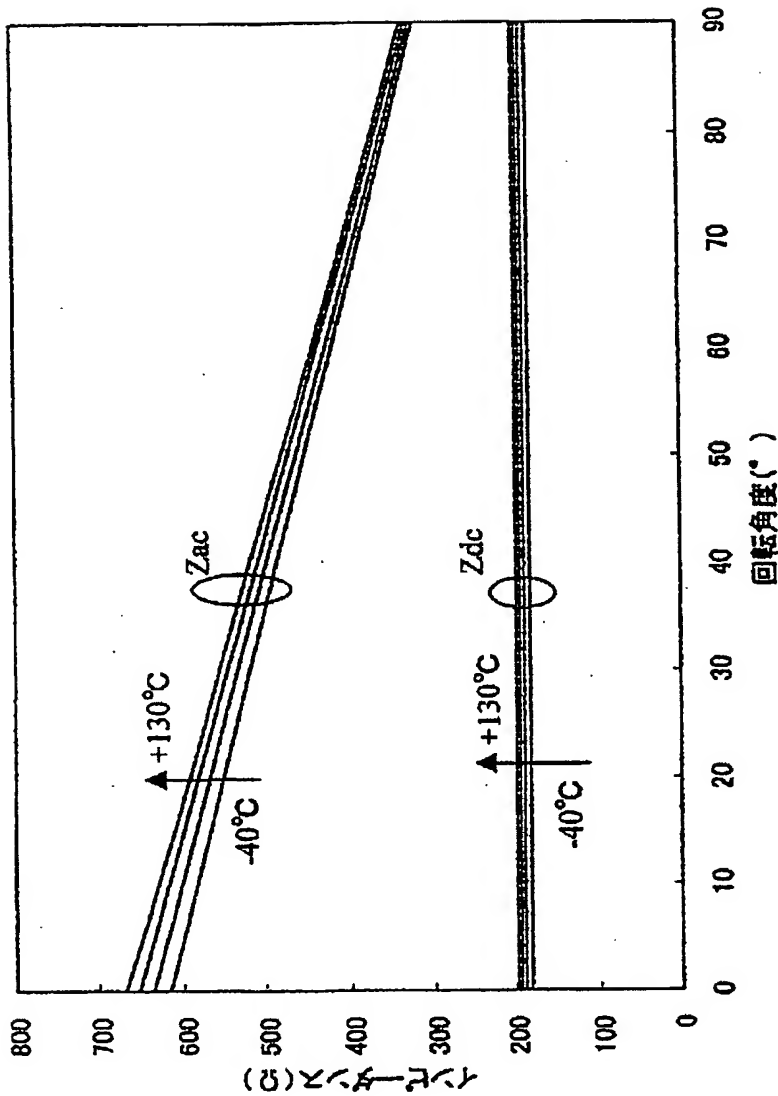


図7

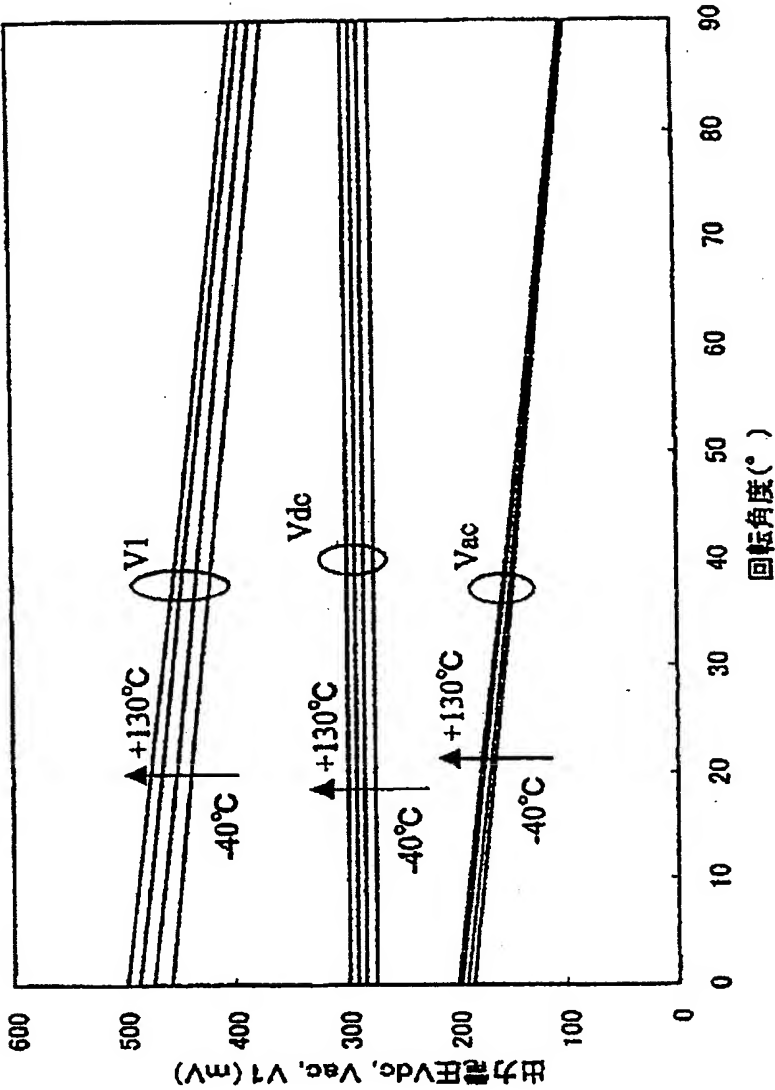


図8

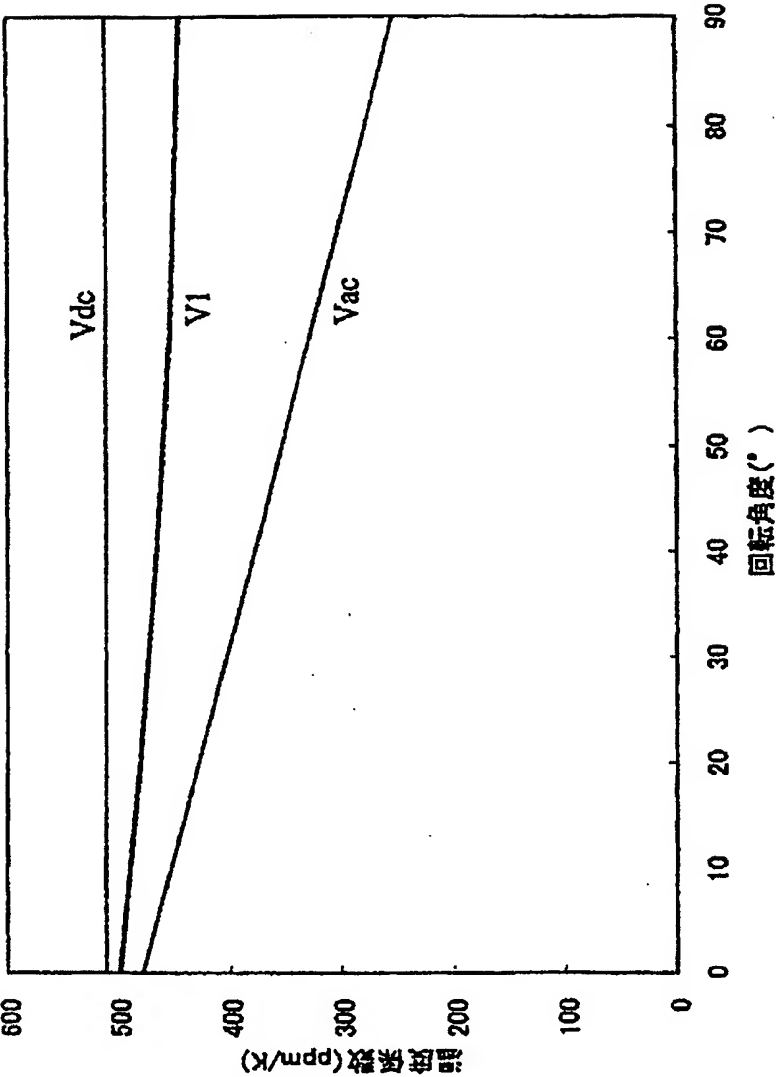


図9

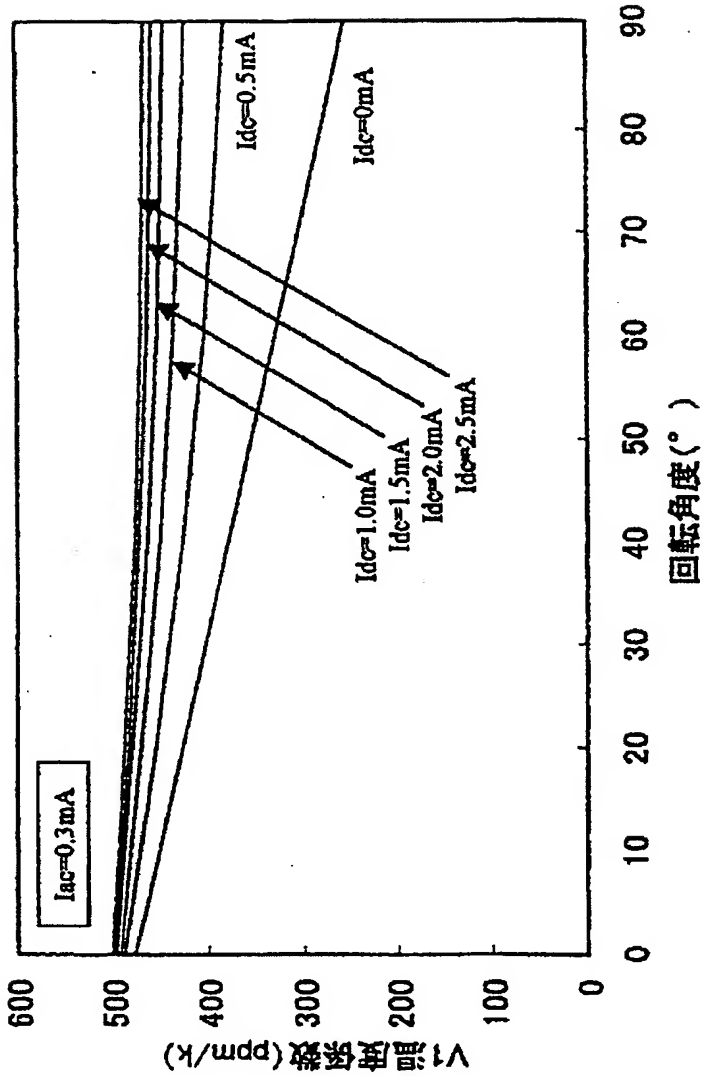


图 10

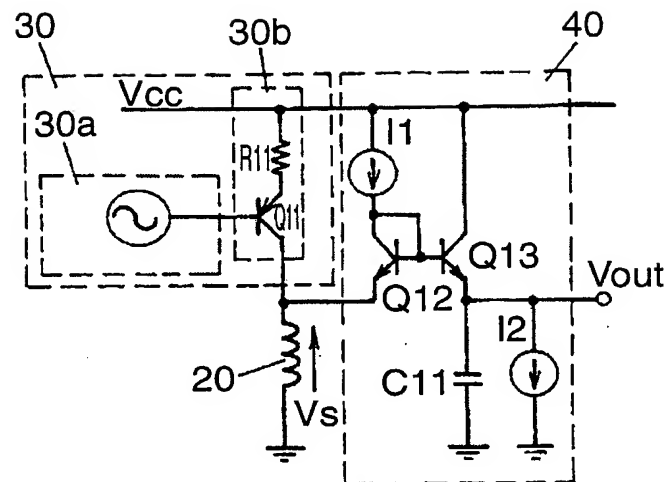


图 11

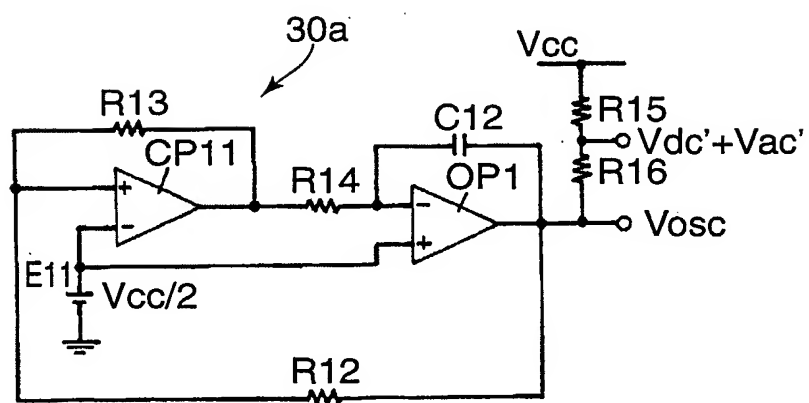


图 12

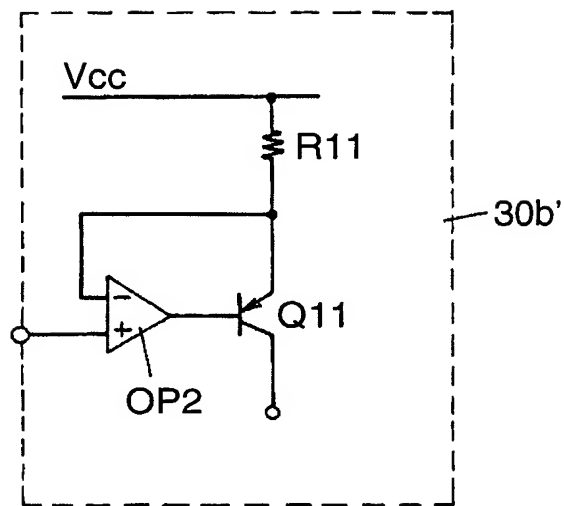


图 13

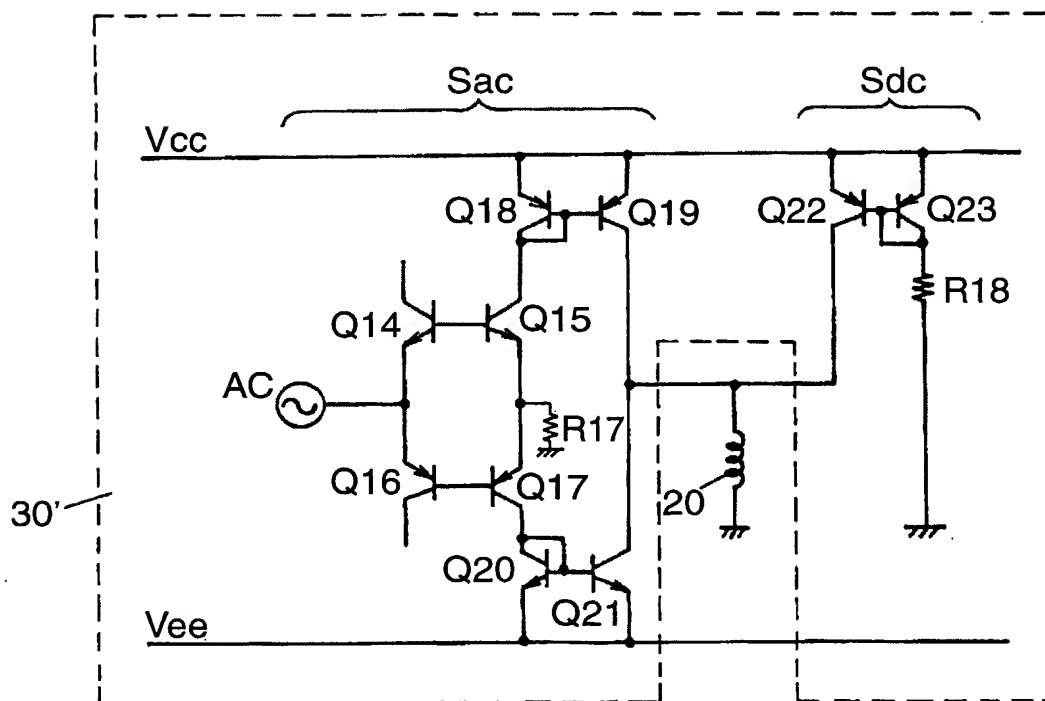


図14

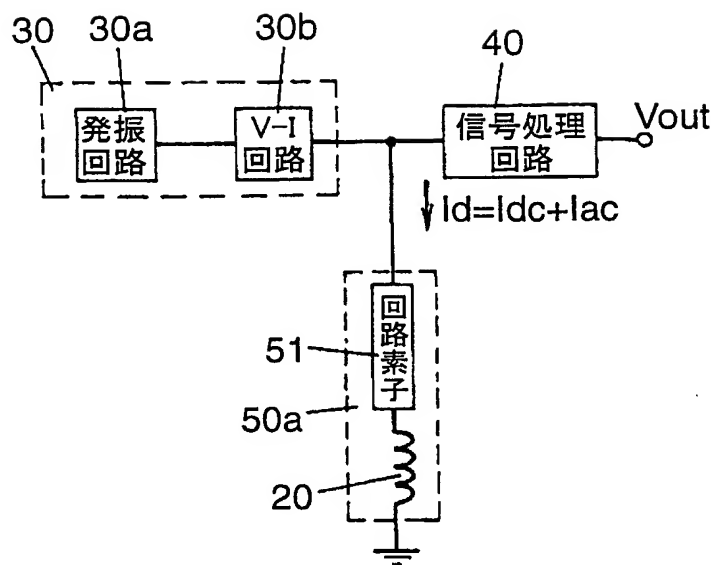


図15

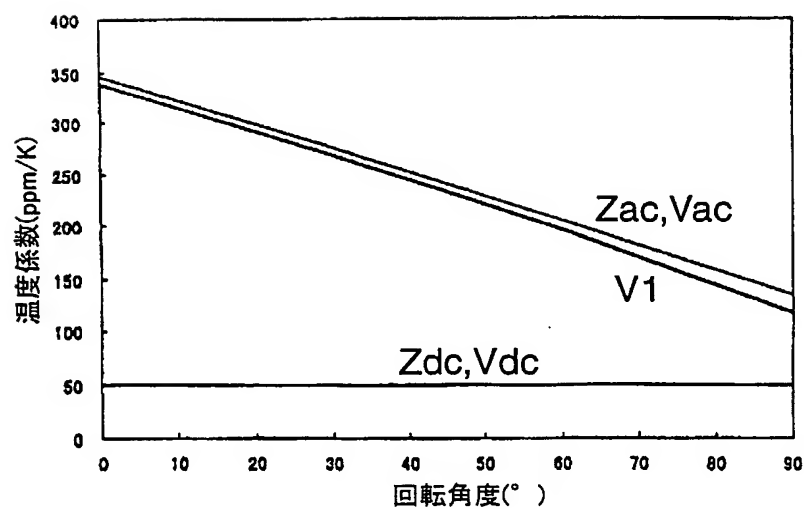


図16



図17

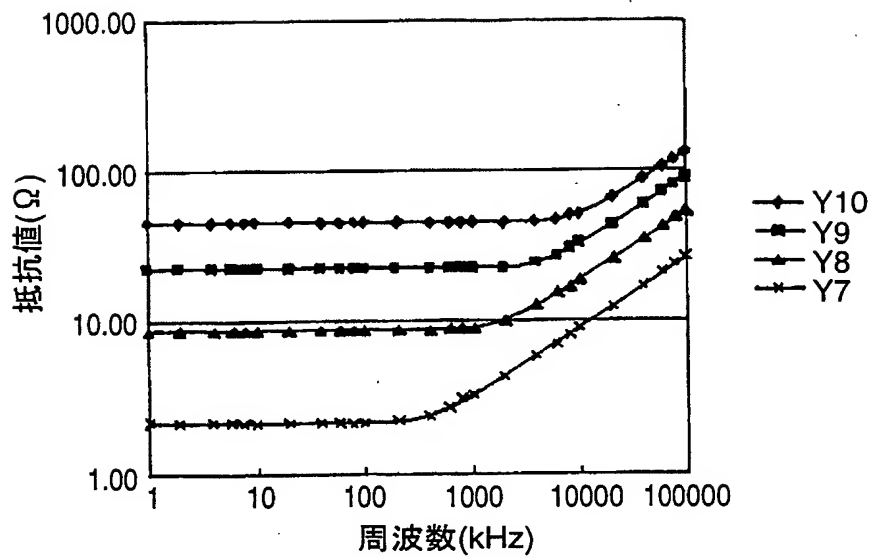


図18

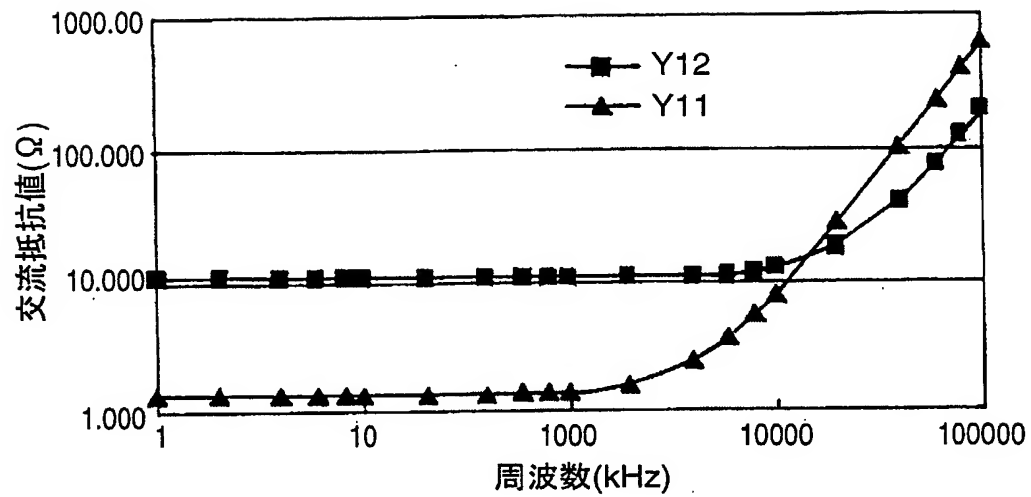


図19

材質名	抵抗率 ($\mu\Omega \cdot m$)
電磁軟鉄(SUY-0)	0.1
パーマロイ(PC)	0.6
電磁ステンレス	0.6
SUS430	0.6
鉄クロム(FCH2)	1.2

図20

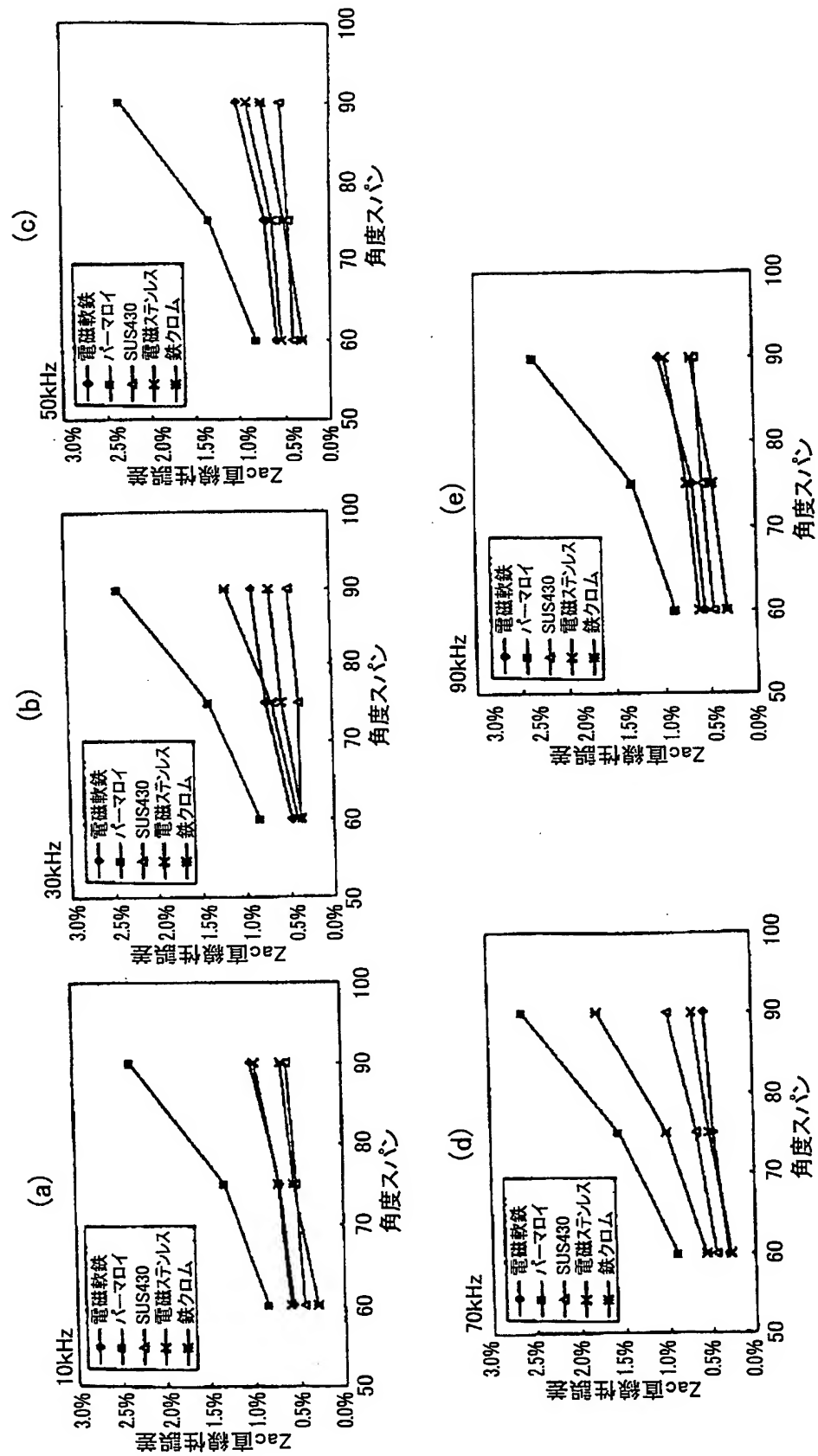


図21

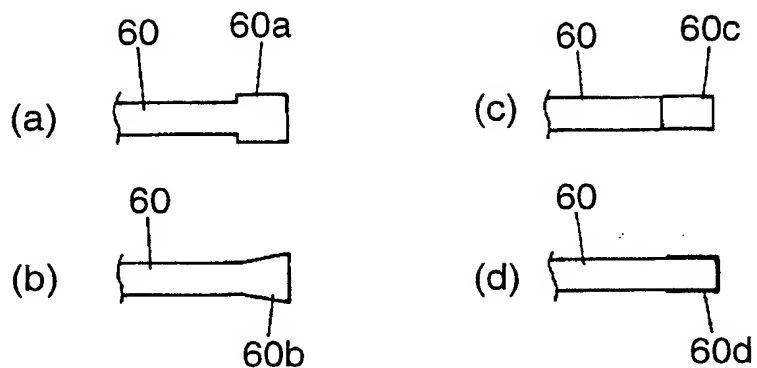


図22

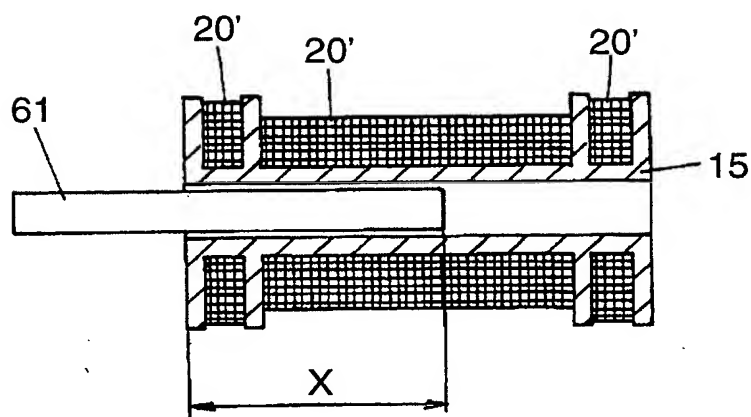


図23

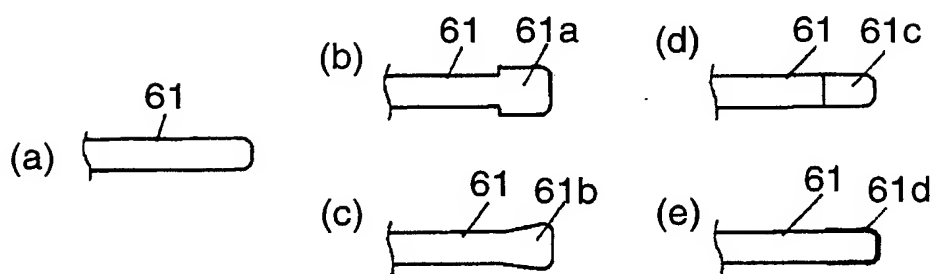


図24

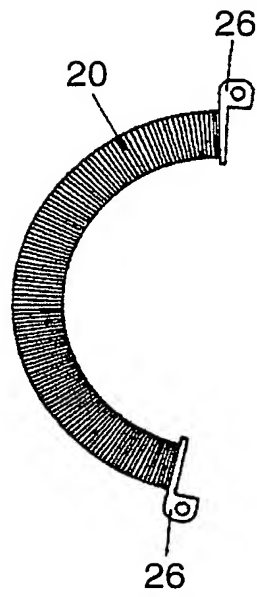


図25

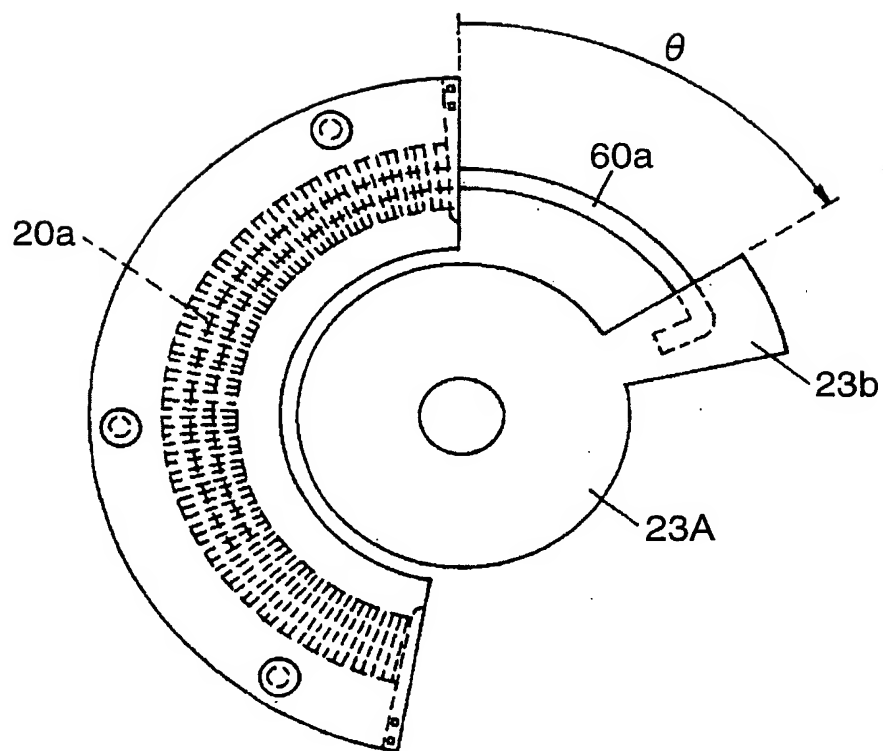


図26

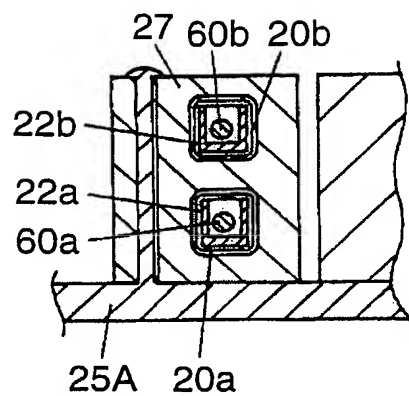


図27

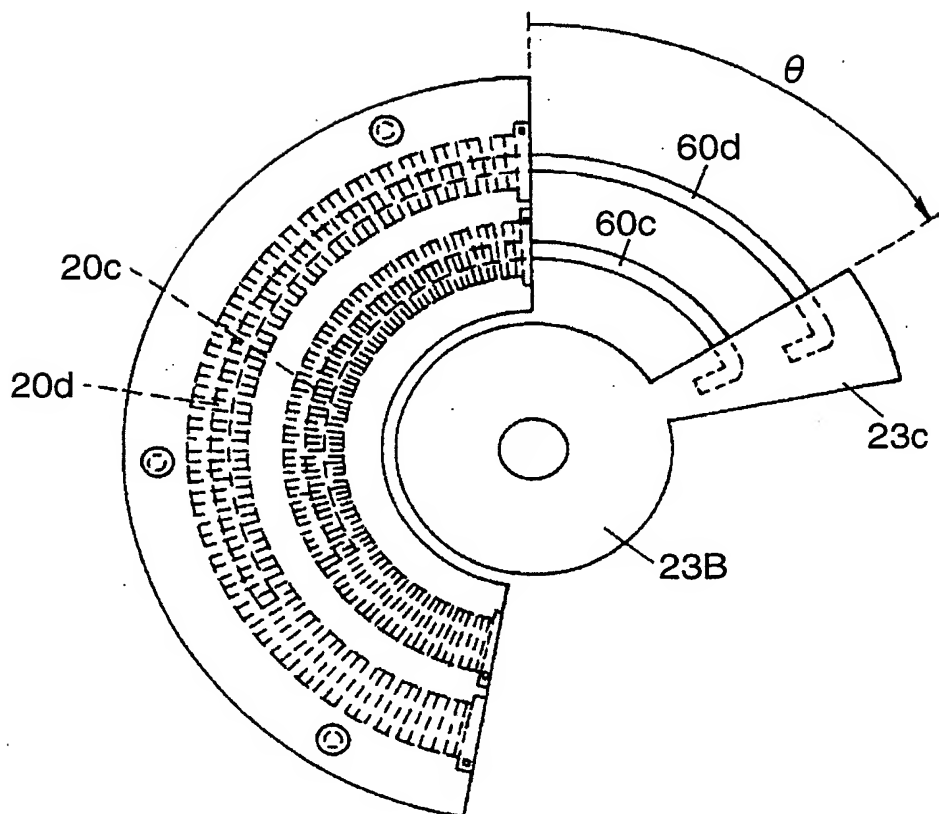


図28

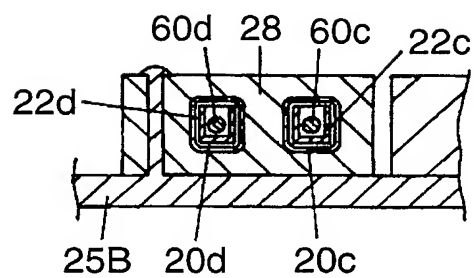


図29

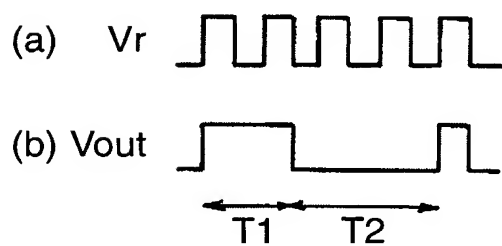


図30

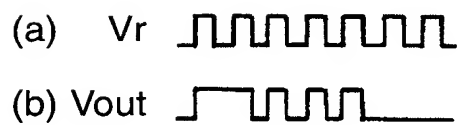


図31

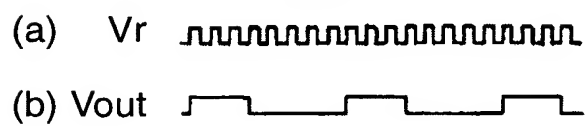


图32

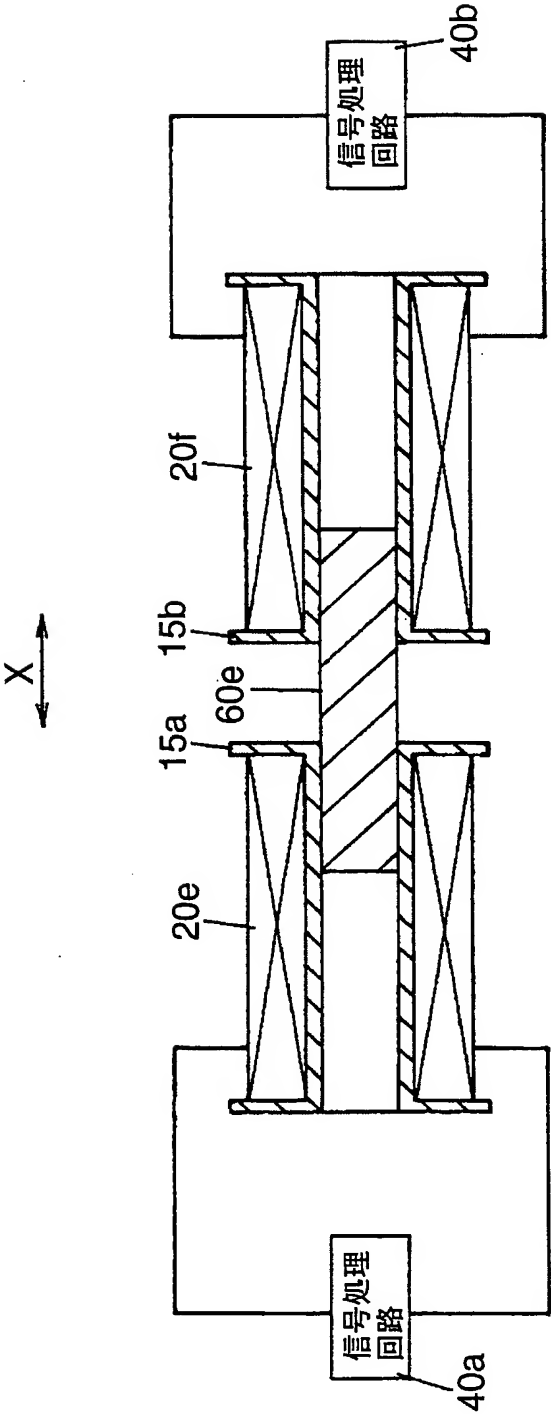


図33

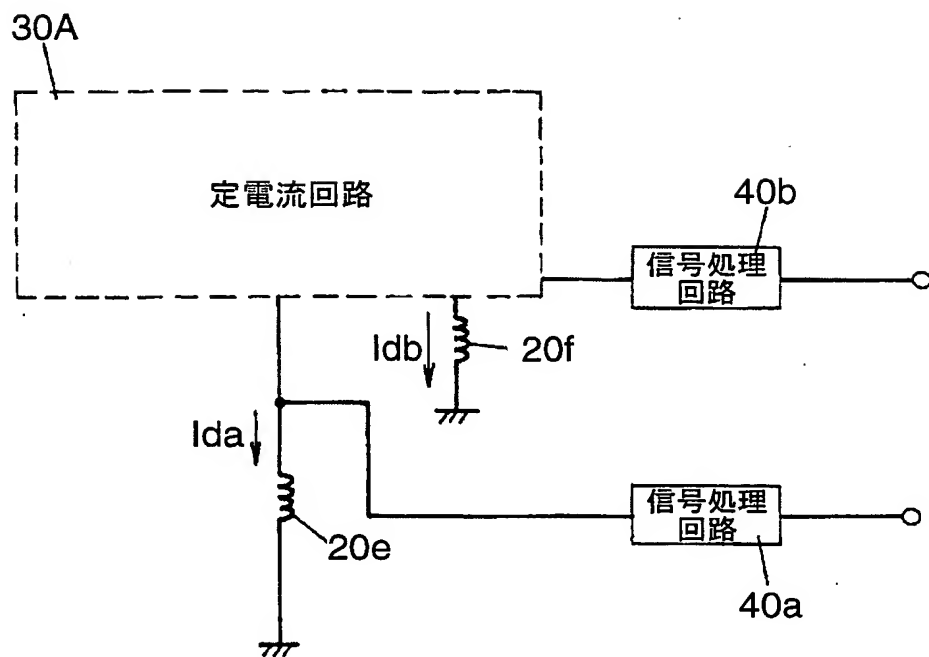


図34

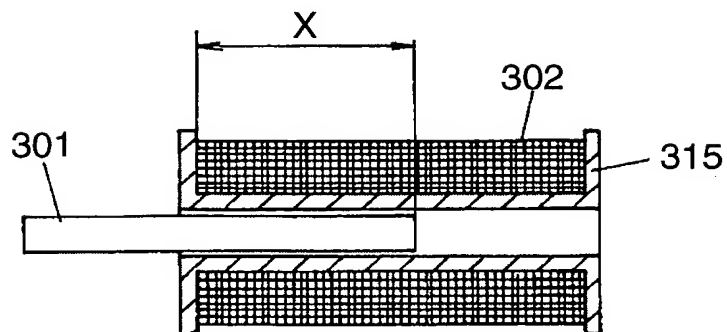


図35

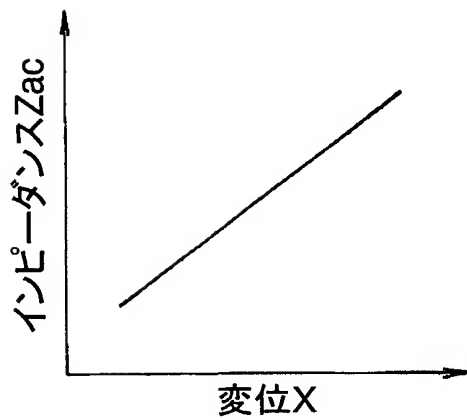


図36

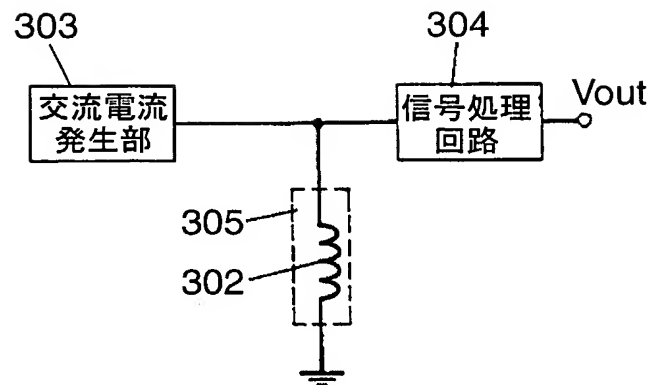


図37

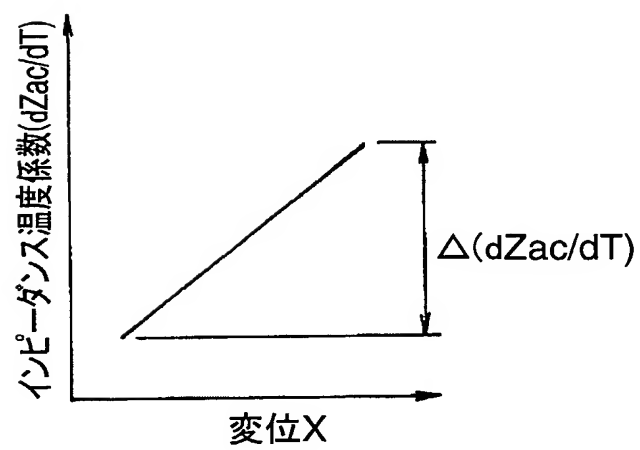


图 38

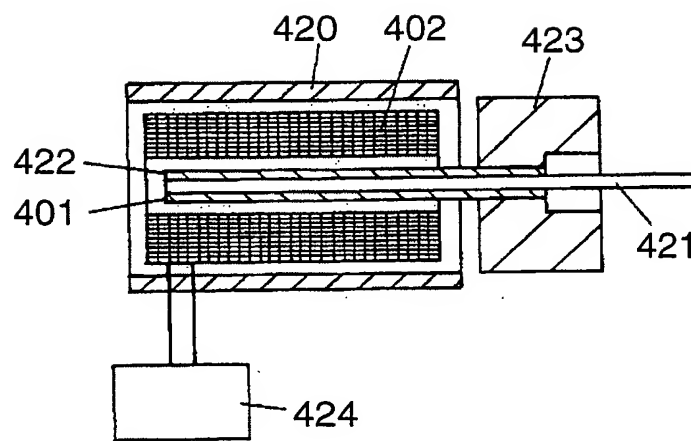
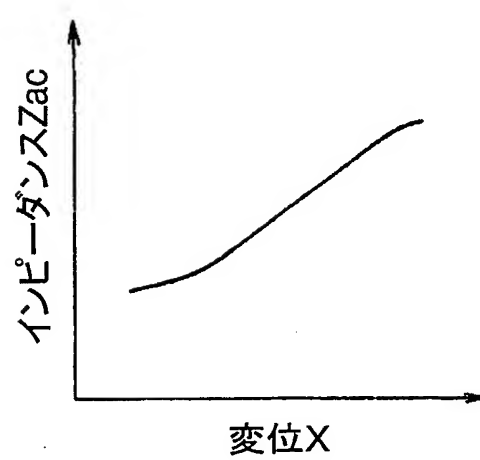


图 39



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/06534

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ G01D5/20

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ G01D5/20

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2002
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2002	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2002

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5107211 A (Mitchell Rose), 21 April, 1992 (21.04.92), Full text; all drawings (Family: none)	1-44
A	US 5115193 A (Data Instruments, Inc.), 19 May, 1992 (19.05.92), Full text; all drawings & JP 4-306890 A Full text; all drawings	1-44
A	JP 9-33202 A (Santest Co., Ltd.), 07 February, 1997 (07.02.97), Full text; all drawings (Family: none)	1-44

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
07 October, 2002 (07.10.02)Date of mailing of the international search report
29 October, 2002 (29.10.02)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ G01D5/20

B. 調査を行った分野
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ G01D5/20

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
日本国公開実用新案公報 1971-2002年
日本国登録実用新案公報 1994-2002年
日本国実用新案登録公報 1996-2002年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	US 5107211 A (Mitchell Rose) 1992. 04. 21, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-44
A	US 5115193 A (Data Instruments, Inc.) 1992. 05. 19, 全文, 全図 & JP 4-306890 A, 全文, 全図	1-44
A	JP 9-33202 A (サンテスト株式会社) 1997. 02. 07, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-44

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

07. 10. 02

国際調査報告の発送日

29.10.02

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

井上 昌宏

電話番号 03-3581-1101 内線 3216

2F

9504

